

RUÍDO MAGNÉTICO EM MOTORES DE INDUÇÃO MONOFÁSICOS COM ROTOR DE GAIOLA

Walmor von Eggert

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em *Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos* e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina. ’

Prof. Nelson Sadowski, Dr.-Ing.
Orientador

Professora Kátia Campos de Almeida, Ph.D.
Coordenadora do programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Prof. Nelson Sadowski, Dr.-Ing.
Presidente

Prof. Sebastião Lauro Nau, Dr.
Co-orientador

Prof. Renato Carlson, Dr.Eng.

Jean Viane Leite, Dr.

Prof. Fredemar Rüncos, Dr.

"A mente que se abre a uma nova idéia jamais retorna ao seu tamanho original", frase proferida por Albert Einstein. O que me leva a acreditar que só consigo me manter em estado de eterna juventude se mantiver a minha mente aberta a aprender em tudo e com todos a cada momento em todos os dias. Pois o Criador do Universo sempre estará me ensinando algo através das palavras que os outros estão proferindo ao se comunicarem comigo. Vivemos em uma constante troca de energia, onde todos deixam algo em mim assim como algo de mim é transferido aos que me rodeiam.

A oportunidade da minha vida.
Ao velho sonho de estudar ruído magnético.
Aprender sempre a cada oportunidade.

AGRADECIMENTOS

À WEG, pela oportunidade de poder fazer parte da turma de Mestrado Profissionalizante da UFSC aqui em Jaraguá do Sul e por incentivar o desenvolvimento de seus engenheiros. Formei-me em um engenheiro de motores elétricos no sentido amplo da palavra quando era somente um engenheiro mecânico nos anos 70 porque foi através dos consultores que a WEG tinha a disposição em semanas alternadas é que aprendi a projetar.

Agradeço ao Sr. Udo Voigt que oportunizou trabalhar em desenvolvimento de motores já em 1973 no departamento de Laboratórios e Pesquisa. Em minha opinião, foi nesta área que me diplomei em projetos elétricos de motores, pois além de poder aprender com os consultores: Paulo Cavalcante Albuquerque, Guido Ceragioli e o próprio Udo Voigt que é uma pessoa fantástica ainda tive a felicidade de ter o Sr. Werner Ricardo Voigt como meu mentor no estudo das máquinas elétricas e no estudo da língua germânica.

Ao meu orientador, professor Nelson Sadowski, pela confiança no meu trabalho, pela sua amizade, pelo seu exemplo de professor altamente capacitado, mas ao mesmo tempo extremamente humilde.

Ao meu co-orientador, professor Sebastião Lauro Nau, que como gerente melhor não poderia ter, pois exemplarmente sempre nos liderou na conclusão dos nossos mestrados. Especialmente por ter me repassado este assunto já em 2004, que me deu a oportunidade de trabalhar durante 3 anos no aprimoramento do programa de cálculo a partir da versão original da Universidade de Hannover, para concluir um trabalho de tamanha magnitude.

Ao gerente de P&D pelos conhecimentos e aos meus colegas do depto: Adalbert Guttenkunst Prade, Eng; Fábio Tadashi Horigome, Eng; Briam Cavalca Bork, M. Eng; Alexandre Postol Sobrinho, M. Eng; e a todos não citados pelas contribuições recebidas.

Aos colegas do Laboratório Elétrico I, Srs. Felipe Silveira Antonio, Fabio Gerent, Givanildo Sacht e Alcindo Muller, pelos ensaios de ruído dos motores monofásicos.

Aos meus pais, a quem eu não conseguirei retribuir por todo o amor e ensinamentos.

À minha esposa Ana Dalmônico, a minha filha Juliana Karline von Eggert, ao meu filho Júlio César von Eggert, ao meu filho Juan Carlos von Eggert e ao meu filho Alexandre von Eggert, que são as razões do meu esforço, compreensão e estímulo.

E, acima de tudo, ao Grande Arquiteto que é a fonte da minha existência, pois as minhas obras não sou eu quem as realiza, mas a força de DEUS PAI CRIADOR, que permeia os céus e a terra é quem realiza todas as suas obras através das nossas atitudes.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de mestre em Engenharia Elétrica.

RUÍDO MAGNÉTICO EM MOTORES DE INDUÇÃO MONOFÁSICOS COM ROTOR DE GAIOLA

WALMOR VON EGGERT

30/Novembro/2007

Orientador: Professor Nelson Sadowski, Dr.-Ing.

Co-orientador: Professor Sebastião Lauro Nau, Dr.

Palavras-chave: ruído magnético, ruído acústico, motor monofásico, campos de indução, modos de vibração, harmônicas.

Número de páginas: 128

RESUMO: Esta dissertação estabelece as equações necessárias para o cálculo dos ruídos excitados magneticamente, irradiados através de vibrações do pacote de chapas do estator de motores de indução monofásicos de gaiola. O método apresenta um roteiro de cálculo do espectro das ondas harmônicas de indução no entreferro em motores de indução monofásicos funcionando com somente uma bobina principal energizada ou com dois enrolamentos junto com um capacitor permanente na bobina auxiliar funcionando como um motor bifásico. Primeiro calculamos as diversas componentes dos harmônicos de enrolamento do estator e rotor, as harmônicas de saturação, as harmônicas decorrentes das excentricidades. Utilizando o tensor de Maxwell são determinadas as forças radiais que produzem as deformações radiais do estator. As frequências naturais de vibração do pacote do estator são calculadas para se obter os fatores de ressonância com a sua respectiva deformação plástica amplificada ou amortecida. Finalmente é determinada a potência ou pressão sonora na superfície externa do pacote de chapas do estator e a um metro de distância onde é calculada a pressão sonora com atenuação para a escala “A” de atenuação da percepção do ouvido humano. Para a validação da metodologia apresentada foi desenvolvido um programa em Fortran que calcula o ruído global assim como as suas componentes espectrais o que foi comparado com o ensaio em cinco diferentes motores abrangendo motores de: 2 pólos tipo PSC; motores de 4 e 6 pólos tipo Split-Phase.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

MAGNETIC NOISE BY SINGLE-PHASE INDUCTION MOTOR WITH SQUIRREL CAGE ROTOR

WALMOR VON EGGERT

November/2007

Advisor: Professor Nelson Sadowski, Dr.-Ing.

Co-advisor: Professor Sebastião Lauro Nau, Dr.

Keywords: magnetic noise, acoustic noise, single-phase motor, induction fields, vibrations modes, harmonics.

Number of Pages: 128

ABSTRACT: This dissertation establishes the necessary equations for the calculation of the magnetic excited noise, radiated through vibrations over the external stator surface of single-phase induction motor with squirrel cage rotor. The method presents a script of calculation of the spectrum of the harmonic induction waves in the air gap of single-phase induction motor, running with only one the main winding energized or running with two winding together with a permanent capacitor in series to the auxiliary functioning like as a two-phase induction motor. First it is calculated several components of stator and rotor harmonics, the saturation harmonics, and the eccentricities harmonics. Maxwell's tensor is the base for radial forces calculations and the main function to determine the radial deformations in the external stator surface. The natural frequencies of vibration of the stator package are calculated to get the factors of resonance with its respective amplified external elastic deformation. Finally, it is calculated the sound power level in the package external surface of the stator and the sound pressure level in a distance of one meter, where all values are determined for attenuation with scale A of human ear perception. For the validation of the presented methodology a FORTRAN program was developed for the global sound level noise calculation as well as its spectral components level which were compared in five different induction motor in the range about: a 2 pole type Permanent Split Capacitor motor; a 4 pole type Split-Phase motor and a 6 pole type Split-Phase motor.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	Motor de indução Monofásico (MIM).....	1
1.2	Ruído acústico	2
1.3	Ruído magnético	2
1.4	Objetivos	3
1.4.1	Programa GERFELD e AAGR	4
1.4.2	Programa GERVFELD e AAVGR	5
2	CONSTRUÇÃO DIMENSIONAL DO MOTOR	7
2.1	Introdução	7
2.2	O pacote de chapas.....	9
2.3	Dimensões geométricas das ranhuras do estator	14
2.4	Dimensões geométricas das ranhuras do rotor	16
2.5	O enrolamento Principal e Auxiliar	18
2.6	Conclusões	23
3	CIRCUITO MAGNÉTICO	24
3.1	Induções magnéticas	24
3.2	Indução magnética com dispersão pelo ar	26
3.3	Strombelag	29
3.4	Conclusões	30
4	CIRCUITO EQUIVALENTE	31
4.1	Determinação das resistências e reatâncias	31
4.2	Cálculo das tensões e correntes	39
4.3	Conclusões	43
5	CAMPOS HARMÔNICOS DE INDUÇÃO.....	44
5.1	Introdução	44
5.2	Campos harmônicos do enrolamento Principal e Auxiliar.....	45
5.3	Campos harmônicos produzidos pelas ranhuras do estator.....	51
5.4	Campos harmônicos de saturação da indução nos dentes	53
5.4.1	Campo primário de saturação do dente	53
5.4.2	Campos de saturação do dente resultantes de intensidades de campo	

periféricas lineares nos harmônicas de ranhura.....	54
5.5 Campos harmônicos da excentricidade estática e dinâmica.....	55
5.6 Campos harmônicos gerados no Rotor e refletidos para o Estator.....	58
5.7 Conclusões	61
6 CÁLCULO DO RUÍDO MAGNÉTICO	62
6.1 Introdução	62
6.2 Modos de Vibração	62
6.3 Vibrações causadas por excitações eletromagnéticas	65
6.4 Ondas girantes de pressão mecânica no entreferro	66
6.5 Ondas girantes da pressão mecânica na coroa.....	69
6.6 Ondas girantes de deformação na superfície do pacote de chapas	73
6.6.1 Ondas girantes de deformação por flexão	74
6.6.2 Ondas girantes de deformação por torção	76
6.7 Cálculo do nível de ruído magnético	79
6.7.1 Determinação do nível de ruído na excitação por uma única onda girante de deformação	79
6.7.2 Determinação do nível de ruído resultante	83
6.8 Conclusões	84
7 ANÁLISE EXPERIMENTAL	86
7.1 Ensaio de ruído acústico na câmara Semi Anecóica	86
7.2 Motores ensaiados – Resultados do cálculo versus ensaio	87
7.2.1 Motor 1: 0,85CV – 2pólos – 115 Volts – 60 Hz	87
7.2.2 Motor 2: 1/3CV – 4pólos – 127 Volts – 60 Hz.....	95
7.2.3 Motor 3: 1/9CV – 6pólos – 127 Volts – 60 Hz.....	101
7.2.4 Motor 4: 1/2CV – 4pólos – 127 Volts – 60 Hz.....	107
7.2.5 Motor 5: 1/6CV – 6pólos – 127 Volts – 60 Hz.....	114
7.3 Análise dos Resultados.....	121
8 CONCLUSÕES	123
8.1 Sobre o cálculo do ruído magnético.....	123
8.2 Sobre o resultado da presente dissertação	125
8.3 Sugestões para futuros trabalhos	127
9 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	128

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Enrolamento do estator com os cabos de ligação.....	7
Figura 2.2 – Circuitos de ligação de motores monofásicos	8
Figura 2.3 – Conjunto de enrolamentos do estator e do rotor.....	8
Figura 2.4 – Formas de ranhura do estator	9
Figura 2.5 – Formas de ranhura do rotor	10
Figura 2.6 – Dimensões do pacote de chapas do estator e do rotor	11
Figura 2.7 – Corte transversal dos pacotes de chapas do estator e rotor	13
Figura 2.8 – Numeração das ranhuras e esclarecimentos do conceito “ranhuras eqüidistantes”	18
Figura 2.9 – Posição e largura das bobinas.....	20
Figura 2.10 – Definição da projeção da cabeça do enrolamento	21
Figura 2.11 – Diminuição da seção transversal da barra devido à inclinação	23
Figura 3.1 – Determinação do campo magnético $H(B_{m\acute{a}x})$ pela curva de magnetização	27
Figura 4.1 – Circuito Equivalente T no campo direto	31
Figura 4.2 – Circuito Equivalente T no campo reverso.....	31
Figura 4.3 – Distância entre a cabeça de bobina e o anel de curto-circuito	34
Figura 5.1 – Formação do campo girante elíptico de um MIM	46
Figura 5.2 – Formação do campo girante circular de um MIM.....	47
Figura 5.3 – Deslocamentos excêntricos do rotor.....	55
Figura 6.1 – Modos de Vibração.....	63
Figura 6.2 – Força sobre superfícies limite	66
Figura 6.3 – Soma de fasores de mesma frequência e número de ordem para momento de Flexão e momento de Torção.....	80
Figura 6.4 – Curvas de potência relativa de radiação <i>Prel</i> conforme Prof. Dr.-Ing. Seinsch do Instituto de Máquinas Elétricas e Acionamentos da Universidade de Hannover.	82
Figura 6.5 – Soma de fasores da excitação direta e por <i>efeito Weh</i>	83
Figura 7.1 – Pontos de medição do Nível de Pressão Sonora em um paralelepípedo a 1 metro de distância do motor.....	86
Figura 7.2 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 0,85CV - 2 pólos – 115 V – 60 Hz.	88
Figura 7.3 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 0,85CV - 2 pólos – 115 V – 60 Hz.	88
Figura 7.4 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 0,85CV - 2 pólos – 115 V – 60 Hz.	89
Figura 7.5 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 0,85CV - 2 pólos – 115 V – 60 Hz.	89
Figura 7.6 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 0,85CV - 2 pólos – 115 V – 60 Hz.	90
Figura 7.7 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 0,85CV - 2 pólos – 115 V – 60 Hz.	90
Figura 7.8 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 0,85CV - 2 pólos – 115 V – 60 Hz.	91
Figura 7.9 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 0,85CV - 2 pólos – 115 V – 60 Hz.	91
Figura 7.10 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/3CV - 4 pólos – 127 V – 60 Hz.	96

Figura 7.11 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/3CV - 4 pólos – 127 V – 60 Hz.	96
Figura 7.12 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/3CV - 4 pólos – 127 V – 60 Hz.	97
Figura 7.13 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/3CV - 4 pólos – 127 V – 60 Hz.	97
Figura 7.14 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/3CV - 4 pólos – 127 V – 60 Hz.	98
Figura 7.15 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/3CV - 4 pólos – 127 V – 60 Hz.	98
Figura 7.16 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/9CV - 6 pólos – 127 V – 60 Hz.	102
Figura 7.17 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/9CV - 6 pólos – 127 V – 60 Hz.	102
Figura 7.18 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/9CV - 6 pólos – 127 V – 60 Hz.	103
Figura 7.19 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/9CV - 6 pólos – 127 V – 60 Hz.	103
Figura 7.20 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/9CV - 6 pólos – 127 V – 60 Hz.	104
Figura 7.21 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/9CV - 6 pólos – 127 V – 60 Hz.	104
Figura 7.22 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/2CV - 4 pólos – 127 V – 60 Hz.	108
Figura 7.23 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/2CV - 4 pólos – 127 V – 60 Hz.	108
Figura 7.24 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/2CV - 4 pólos – 127 V – 60 Hz.	109
Figura 7.25 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/2CV - 4 pólos – 127 V – 60 Hz.	109
Figura 7.26 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/2CV - 4 pólos – 127 V – 60 Hz.	110
Figura 7.27 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/2CV - 4 pólos – 127 V – 60 Hz.	110
Figura 7.28 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/6CV - 6 pólos – 127 V – 60 Hz.	115
Figura 7.29 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/6CV - 6 pólos – 127 V – 60 Hz.	115
Figura 7.30 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/6CV - 6 pólos – 127 V – 60 Hz.	116
Figura 7.31 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/6CV - 6 pólos – 127 V – 60 Hz.	116
Figura 7.32 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/6CV - 6 pólos – 127 V – 60 Hz.	117
Figura 7.33 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/6CV - 6 pólos – 127 V – 60 Hz.	117
Figura 7.34 – Comparação dos Níveis de Pressão Sonora Global a 1metro (soma Log de todas as frequências) versus o valor global do AAVGR.....	122

LISTA DE TABELAS

Tabela 7.1 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 0,85CV – 2 pólos – 115 V – 60 Hz.	92
Tabela 7.2 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 0,85CV – 2 pólos – 115 V – 60 Hz.	92
Tabela 7.3 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 0,85CV – 2 pólos – 115 V – 60 Hz.	93
Tabela 7.4 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 0,85CV – 2 pólos – 115 V – 60 Hz.	93
Tabela 7.5 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 0,85CV – 2 pólos – 115 V – 60 Hz.	94
Tabela 7.6 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 1/3CV – 4 pólos – 127 V- 60 Hz.	99
Tabela 7.7 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 1/3CV – 4 pólos – 127 V- 60 Hz.	99
Tabela 7.8 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 1/3CV – 4 pólos – 127 V- 60 Hz.	100
Tabela 7.9 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 1/3CV – 4 pólos – 127 V- 60 Hz.	100
Tabela 7.10 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 1/9CV – 6 pólos – 127 V- 60 Hz.	105
Tabela 7.11 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 1/9CV – 6 pólos – 127 V- 60 Hz.	105
Tabela 7.12 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 1/9CV – 6 pólos – 127 V- 60 Hz.	106
Tabela 7.13 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 1/9CV – 6 pólos – 127 V- 60 Hz.	106
Tabela 7.14 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 1/2CV – 4 pólos – 127 V- 60 Hz.	111
Tabela 7.15 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 1/2CV – 4 pólos – 127 V- 60 Hz.	111
Tabela 7.16 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 1/2CV – 4 pólos – 127 V- 60 Hz.	112
Tabela 7.17 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 1/2CV – 4 pólos – 127 V- 60 Hz.	112
Tabela 7.18 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 1/2CV – 4 pólos – 127 V- 60 Hz.	113
Tabela 7.19 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 1/6CV – 6 pólos – 127 V- 60 Hz.	118
Tabela 7.20 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 1/6CV – 6 pólos – 127 V- 60 Hz.	118
Tabela 7.21 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 1/6CV – 6 pólos – 127 V- 60 Hz.	119
Tabela 7.22 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 1/6CV – 6 pólos – 127 V- 60 Hz.	119
Tabela 7.23 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 1/6CV – 6 pólos – 127 V- 60 Hz.	120

SIMBOLOGIA

Símbolo	Denominação	Unidade
A	Vetor auxiliar de admitância	S
A_{an}	Área da seção transversal do anel	m^2
A_{bar}	Área da seção transversal da barra não inclinada	m^2
A'_{bar}	Área da seção transversal da barra inclinada	m^2
A_C	Área da coroa	m^2
A_{CI}	Área da coroa do estator	m^2
A_{C2}	Área da coroa do rotor	m^2
A_d	Área ideal do entreferro	m^2
A_D	Área do dente	m^2
A_{D1}	Área do dente do estator	m^2
A_{D2}	Área do dente do rotor	m^2
A_K	Área da seção transversal da barra de ferro substituta do cobre	m^2
a_v	Fator de amortecimento como variável complexa	pu
A_p	Amplitude máxima da Intensidade de Campo periférica linear da corrente fundamental de magnetização do estator	Ae/m
$a_p(x,t)$	Onda da Intensidade de Campo periférica linear da corrente fundamental de magnetização do estator	Ae/m
B	Vetor auxiliar de admitância	S
b_{01}	Largura da abertura da ranhura do estator	m
b_{02}	Largura da abertura da ranhura do rotor	m
b_{11}	Largura do topo da ranhura do estator	m
b_{12}	Largura do topo da ranhura do rotor	m
b_{31}	Largura do fundo da ranhura do estator	m
b_{32}	Largura do fundo da ranhura do rotor	m
$b_{3p}(x,t)$	Onda do campo primário de saturação do dente	T
B_{3p}	Amplitude da onda do campo primário de saturação do dente	T
B_{CI}	Indução magnética na coroa do estator	T
$B_{C,Max}$	Indução magnética real máxima na coroa	T

Símbolo	Denominação	Unidade
b_{D1}	Largura do dente do estator	m
B_{D1}	Indução magnética no dente do estator	T
$B_{D1,max}$	Indução magnética máxima no dente do estator	T
b_{D2}	Largura do dente do rotor	m
$B_{D2,max}$	Indução magnética máxima no dente do rotor	T
$B_{d,max}$	Indução magnética máxima no entreferro	T
$B_{D,max}$	Indução magnética real máxima no dente	T
$B'_{C,max}$	Indução magnética aparente máxima na coroa	T
$B'_{D,Max}$	Indução magnética aparente máxima no dente	T
B'_{max}	Indução magnética aparente máxima	T
b_{Dd}	Largura do dente no entreferro	m
B_{max}	Indução magnética real máxima	T
b_v	Vetor campo de indução não amortecido	T
$b_{v,Pr}(x,t)$	Onda do campo girante de indução do enrolamento principal	T
$b_{v,Ax}(x,t)$	Onda do campo girante de indução do enrolamento auxiliar	T
\underline{b}_v	Largura do canal de ventilação	m
$b_v(x,t,z)$	Onda harmônica de indução magnética	T
$B_{v,Pr}$	Amplitude da onda de indução do campo girante do enrolamento principal	T
$B_{v,Ax}$	Amplitude da onda de indução do campo girante do enrolamento auxiliar	T
B_v	Amplitude da onda harmônica de indução magnética	T
\underline{B}_v	Campo harmônico de ranhura não amortecido	T
$\underline{b}_{v,a}$	Vetor do campo de indução amortecido	T
$\underline{B}_{v,a}$	Campo harmônico de ranhura do estator amortecido	T
$b_{v,e,Ax}(x,t)$	Onda do campo girante de indução do enrolamento auxiliar	T
$b_{v,e,Pr}(x,t)$	Onda do campo girante de indução do enrolamento principal	T
$\underline{B}_{v,r,Ax}$	Vetor complexo do campo de indução de ranhura não amortecido do enrolamento auxiliar	T
$\underline{B}_{v,r,Pr}$	Vetor complexo do campo de indução de ranhura não amortecido do enrolamento principal	T

Símbolo	Denominação	Unidade
$\underline{B}_{v,sat,a}$	Amplitude do campo de saturação amortecido	T
$\underline{B}_{p\pm l}$	Amplitude do campo de excentricidade não amortecido	T
$\underline{B}_{p,a}$	Amplitude do campo fundamental amortecido	T
$b_{x,e}(x,t)$	Onda do campo residual de enrolamento do rotor	T
$\underline{B}_{x,e}$	Vetor campo residual de enrolamento não amortecido do rotor	T
$b_{x,r}(x,t)$	Onda do campo residual de ranhuramento do rotor	T
$\underline{B}_{x,r}$	Vetor campo residual de ranhuramento amortecido do rotor	T
B_d	Indução magnética média no entreferro	T
bl_{r1}	Largura média da ranhura do estator	m
b_{D1}	Largura média do dente do estator	m
c	Velocidade do som no meio a temperatura ambiente	m/s
C	Vetor auxiliar de admitância	S
c_e	Relação de conversão entre enrolamento auxiliar e principal	pu
D_{c1}	Diâmetro externo da carcaça do motor de indução	m
D_{cm1}	Diâmetro médio da coroa do estator	m
$d_{h,gaiola}$	Fator de dispersão da onda harmônica	pu
d_{h1}	Coeficiente de dispersão duplamente concatenada do estator	pu
d_{h2}	Coeficiente de dispersão duplamente concatenada do rotor	pu
D	Amortecimento mecânico do material	pu
D_2	Diâmetro sobre os baricentros das áreas das barras do rotor	m
D_{an}	Diâmetro do anel	m
D_{cond}	Diâmetro do condutor do enrolamento	m
D_{el}	Diâmetro externo do estator	m
D'_{el}	Diâmetro externo equivalente do estator	m
D_{e2}	Diâmetro externo do rotor	m
D_{i1}	Diâmetro interno do estator	m
D_{i2}	Diâmetro interno do rotor	m
D_m	Menor diâmetro externo do estator com corte econômico	m
d_v	Fator de distribuição do fluxo no entreferro função de b_{01}	pu
D_{r1}	Diâmetro no fundo da ranhura do estator	m
D_{r2}	Diâmetro no fundo da ranhura do rotor	m

Símbolo	Denominação	Unidade
E_{Fe}	Módulo de elasticidade do ferro ($E_{Fe} = 2,06 \times 10^{11}$)	Pa
f_1	Frequência da rede no estator	Hz
F_C	Força magnetomotriz na coroa	Ae
F_{C1}	Força magnetomotriz na coroa do estator	Ae
F_{C2}	Força magnetomotriz na coroa do rotor	Ae
F_d	Força magnetomotriz no entreferro	Ae
F_D	Força magnetomotriz no dente	Ae
F_{D1}	Força magnetomotriz no dente do estator	Ae
F_{D2}	Força magnetomotriz no dente do rotor	Ae
f_{en}	Frequência natural da ordem de deformação n	Hz
f_n	Frequência da onda de tensões de tração na coroa	Hz
f_v	Frequência da onda harmônica de indução magnética	Hz
f_r	Frequência da onda de tensões de tração	Hz
g	Variável auxiliar	pu
G_{Fe}	Módulo de elasticidade ao cisalhamento do ferro ($G_{Fe} = 8,08 \times 10^{10}$)	Pa
g_n	Fator de inclinação de torção	pu
g'	Variável auxiliar	pu
H_C	Intensidade de Campo magnético na coroa	A/m
H_D	Intensidade de Campo magnético no dente	A/m
h_{c1}	Altura da coroa do estator	m
h_{c2}	Altura da coroa do rotor	m
h_{D1}	Altura do dente do estator	m
h_{D2}	Altura do dente do rotor	m
h_{n1}	Altura total da ranhura do estator	m
h_{r01}	Altura da ranhura, sem raios, do estator	m
h_{r02}	Altura da ranhura, sem raios, do rotor	m
h_{r1}	Altura da ranhura do estator	m
h_{r11}	Altura do raio do topo da ranhura do estator	m
h_{r12}	Altura do raio do topo da ranhura do rotor	m
h_{r2}	Altura da ranhura do rotor	m

Símbolo	Denominação	Unidade
h_{r21}	Altura do raio do fundo da ranhura do estator	m
h_{r22}	Altura do raio do fundo da ranhura do rotor	m
h_{01}	Altura da abertura da ranhura do estator	m
h_{02}	Altura da abertura da ranhura do rotor	m
h_{11}	Altura da ranhura na cabeça do dente do estator	m
h_{12}	Altura da ranhura na cabeça do dente do rotor	m
h_{32}	Altura do corpo da ranhura tipo 3 do rotor	m
h'_D	Altura do dente, com raios parciais	m
h'_{D1}	Altura do dente, com raios e inclinação parciais, do estator	m
h'_{D2}	Altura do dente, com raios e inclinação parciais, do rotor	m
i_l	Rigidez da coroa do estator	pu
I_l	Corrente no enrolamento do estator, em um ponto de carga	A
I_{Ax}	Amplitude máxima da corrente no enrolamento auxiliar	A
I_{Ax}	Corrente no enrolamento auxiliar	A
$i_{Ax}(t)$	Corrente no enrolamento auxiliar	A
I_{Dx}	Componente da corrente do campo direto	A
I_{Lv}	Componente da corrente do campo reverso	A
I_m	Corrente de magnetização	A
$I_{m,Dx}$	Componente da corrente de magnetização do campo direto	A
$I_{m,Lv}$	Componente da corrente de magnetização do campo reverso	A
$I_{m,Ax}$	Corrente de magnetização no enrolamento auxiliar	A
$I_{m,Pr}$	Corrente de magnetização no enrolamento principal	A
$i_{Pr}(t)$	Corrente no enrolamento principal	A
I_{Pr}	Corrente no enrolamento principal	A
I_{Pr}	Amplitude máxima da corrente no enrolamento principal	A
J_{cl}	Momento de inércia da seção transversal da coroa do estator	m ⁴
J_{Dl}	Inércia de rotação do dente do estator	m ⁵
J_{Pr}, J_{Dl}	Momentos de inércia geométricas polares	m ⁴
J_{r}, J_{Dl}	Momentos de inércia de torção	m ⁴
J_{xl}	Momento de inércia da seção transversal da coroa do estator na Direção do eixo longitudinal	m ⁴

Símbolo	Denominação	Unidade
k	Variável / índice (número das ranhuras / bobinas)	pu
k'	Inverso do fator de Carter do rotor	pu
k_C	Fator de compensação da coroa	H/m
k_{Ca}	Fator de Carter	pu
k_{Cal}	Fator de Carter do estator	pu
k_{Ca2}	Fator de Carter do rotor	pu
k_{Cul}	Fator de acoplamento de massa do cobre do enrolamento do estator	pu
k_D	Fator de compensação do dente	H/m
k_{Fe}	Fator de empilhamento das chapas de ferro	pu
k_r	Efeito pelicular sobre a resistência da barra do rotor	pu
k_s	Fator de saturação	pu
k_x	Efeito pelicular sobre a reatância da ranhura do rotor	pu
l_C	Comprimento da coroa	m
l_{Cl}	Comprimento da coroa do estator	m
l_{C2}	Comprimento da coroa do rotor	m
$l_{cond.}$	Comprimento do condutor	m
l_f	Comprimento total do pacote de chapas com os canais	m
L_f	Comprimento efetivo do pacote sem os canais de refrigeração	m
LL	Indutância própria de uma malha	H
L_n	Nível de pressão sonora de uma onda de deformação	dB
l_R	Distância entre o anel de curto-circuito da gaiola do rotor até a cabeça do enrolamento do estator	m
L_{Sa}	Indutância de dispersão do anel de curto-circuito	H
L_{Sb}	Indutância de dispersão da barra	H
L_{Sghv}	Indutância de dispersão de uma malha do rotor	H
L_b	Comprimento da barra na forma de hélice inclinada do rotor	m
m	Largura das bobinas	pu
m_k	Largura da bobina k	pu
n	Número de ordem da onda de pressão mecânica de flexão ou torção na coroa	pu

Símbolo	Denominação	Unidade
N	Número de ranhuras	pu
N_1	Número de ranhuras do estator	pu
N_2	Número de ranhuras do rotor	pu
n_e	Número de espiras de um enrolamento	pu
n_{eAx}	Número de espiras do enrolamento auxiliar	pu
n_{ePr}	Número de espiras do enrolamento principal	pu
n_v	Número de canais de ventilação	pu
P	Número de pares de pólos	pu
P_{Cl}	Peso da coroa do estator	kg
P_{Cu1}	Peso do cobre do enrolamento do estator	kg
P_{D1}	Peso dos dentes do estator	kg
P_{Fe}	Perdas no ferro do estator	W
P_{rel}	Potência relativa de radiação	W ou dB
q	Número de ranhuras por pólo por fase	pu
q_{an}	Número de ranhuras por pólo por fase do segmento do anel	pu
q_{Ax}	Número de ranhuras por pólo por fase do enrolamento auxiliar	pu
q_b	Número de ranhuras por pólo por fase da barra	pu
q_{Pr}	Número de ranhuras por pólo por fase do enrolamento principal	pu
r	Número de ordem da onda de pressão mecânica no entreferro	pu
R_1	Resistência elétrica do enrolamento do estator	Ω
r_{11}	Raio do topo da ranhura do estator	m
r_{12}	Raio do topo da ranhura do rotor	m
R_2	Resistência elétrica do enrolamento do rotor	Ω
r_{21}	Raio do fundo da ranhura do estator	m
r_{22}	Raio do fundo da ranhura do rotor	m
R_{an}	Resistência elétrica de um segmento do anel de curto-circuito	Ω
R_{Ax}	Resistência elétrica do enrolamento auxiliar	Ω
R_b	Resistência elétrica da barra do rotor	Ω
r_{Cl}	Raio da coroa do estator	m
R_f	Resistência elétrica do enrolamento a frio	Ω
R_{Fe}	Resistência elétrica representativa das perdas no ferro	Ω

Símbolo	Denominação	Unidade
R_v	Resistência elétrica referida	Ω
R_{Pr}	Resistência elétrica do enrolamento principal	Ω
R_q	Resistência elétrica de enrolamento quente	Ω
R_{Rv}	Resistência elétrica de uma malha do rotor	Ω
R'_2	Resistência elétrica do enrolamento do rotor referida ao estator	Ω
r_{Cl}	Raio médio da coroa do estator	m
s	Escorregamento do ponto a ser calculado	pu
s_v	Escorregamento do campo harmônico na condição de cálculo	pu
t	Tempo	s
T	Temperatura	$^{\circ}\text{C}$
T_a	Temperatura ambiente	$^{\circ}\text{C}$
T_q	Temperatura quente	$^{\circ}\text{C}$
U_I	Tensão da rede aplicada ao enrolamento do estator	V
U_{Dx}	Componente da tensão do campo direto	V
$U_{Fe,Lv}$	Componente da tensão sobre R_{fe} do campo reverso	V
$U_{Fe,Dx}$	Componente da tensão sobre R_{fe} do campo direto	V
U_i	Tensão induzida	V
$U_{i,Lv}$	Componente da tensão induzida do campo reverso	V
$U_{i,Dx}$	Componente da tensão induzida do campo direto	V
U_{Lv}	Componente da tensão do campo reverso	V
U_N	Tensão nominal da rede	V
U_{RFe}	Tensão aplicada à resistência R_{Fe}	V
V_d	Volume do entreferro	m^3
w	Densidade de energia magnética	J/m^3
WI	Número total de condutores de um enrolamento	adim
WPr	Número total de condutores do enrolamento principal	adim
WAx	Número total de condutores do enrolamento auxiliar	adim
W_d	Energia magnética no entreferro	J
W_{mag}	Energia magnética	J
W_{mec}	Energia mecânica	J

Símbolo	Denominação	Unidade
x	Coordenada radial	pu
X_{dhl}	Reatância de dispersão do campo harmônico do estator	Ω
X_{dh2}	Reatância de dispersão do campo harmônico do rotor	Ω
X_{d1}	Reatância de dispersão do estator	Ω
X_{dAx}	Reatância de dispersão do enrolamento auxiliar	Ω
X_{dcb1}	Reatância de dispersão da cabeça de bobina do estator	Ω
X_{dcb2}	Reatância de dispersão da cabeça da bobina do rotor	Ω
X_{de1}	Reatância de dispersão do estator	Ω
X_{de2}	Reatância de dispersão do rotor	Ω
X_{dPr}	Reatância de dispersão do enrolamento principal	Ω
X_{dr1}	Reatância de dispersão da ranhura do estator	Ω
X_{dr2}	Reatância de dispersão da ranhura do rotor	Ω
X_{m1}	Reatância de magnetização	Ω
X'_{de2}	Reatância de dispersão do rotor referida ao estator	Ω
Y_{Dr}	Componente da admitância do campo direto	S
$Y_F(x,t)$	Onda de deformação por flexão	m
Y_{Lv}	Componente da admitância do campo reverso	S
Y_n	Deformação resultante da torção e flexão por <i>efeito Weh</i>	m
Y_r	Deformação resultante da torção e flexão por ação direta	m
$Y_T(x,t)$	Onda de deformação por torção	m
$Y_F(x,t)$	Onda de deformação por flexão	m
Y'_s	Admitância série referida total	S
\bullet_n	Amplitude da onda de deformação resultante da torção e flexão por <i>efeito Weh</i> de um modo de vibração n	m
\bullet_r	Amplitude da onda de deformação resultante da torção e flexão por excitação direta de um mesmo modo de vibração r	m
\bullet_{Fn}	Amplitude da onda de deformação por flexão	m
\bullet_{Tn}	Amplitude da onda de deformação por torção	m
\bullet_R	Amplitude da onda de deformação resultante por excitação direta e por <i>efeito Weh</i> de um mesmo modo de vibração n	m

Símbolo	Denominação	Unidade
z	Coordenada longitudinal referida ao comprimento efetivo do pacote de chapas do motor de indução	pu
z_{Pr}	Número de condutores totais no enrolamento principal	adim
z_{Ax}	Número de condutores totais no enrolamento auxiliar	adim
Z_{Dr}	Componente da impedância total do enrolamento, no campo direto	Ω
z_k	Número de condutores na bobina de posição k	adim
Z_{Lv}	Componente da impedância total do campo reverso	Ω
$Z_{p,Lv}$	Componente de impedância paralela do circuito rotórico, no campo reverso	Ω
$Z_{p,Dx}$	Componente de impedância paralela do circuito rotórico, no campo direto	Ω
z'_p	Número efetivo de condutores para a onda fundamental com p pares de pólo	adim
$z'_{p,Pr}$	Número efetivo de condutores para a onda fundamental com p pares de pólo no enrolamento principal	adim
$z'_{p,Ax}$	Número efetivo de condutores para a onda fundamental com p pares de pólo no enrolamento auxiliar	adim
z'_v	Número efetivo de condutores para a onda harmônica com v pares de pólo	adim
$z'_{v,Pr}$	Número efetivo de condutores para a onda harmônica com v pares de pólo no enrolamento principal	adim
$z'_{v,Ax}$	Número efetivo de condutores para a onda harmônica com v pares de pólo no enrolamento auxiliar	adim
z'_m	Número efetivo de condutores para a onda harmônica com m pares de pólo	adim
$z'_{m,Pr}$	Número efetivo de condutores para a onda harmônica com m pares de pólo no enrolamento principal	adim
$z'_{m,Ax}$	Número efetivo de condutores para a onda harmônica com m pares de pólo no enrolamento auxiliar	adim

Símbolo	Denominação	Unidade
a_{elet}	Ângulo elétrico entre os eixos dos enrolamentos	rad
a_{geom}	Ângulo geométrico entre os eixos dos enrolamento	rad
a_k	Ângulo geométrico entre ranhuras	rad
a_{N1}	Ângulo geométrico entre duas ranhuras consecutivas do estator	rad
a_{N2}	Ângulo geométrico entre duas ranhuras consecutivas do rotor	rad
a_a	Ângulo auxiliar	rad
a_v	Parte real do fator complexo de amortecimento	pu
a_i	Fator de achatamento	pu
a	Ângulo da metade da largura do dente no entreferro	rad
a_s	Ângulo axial da inclinação das barras sobre a superfície do rotor	rad
a'	Ângulo da metade da largura do dente no fundo da ranhura	rad
b_1	Ângulo de inclinação do topo da ranhura do estator	rad
b_2	Ângulo de inclinação do topo da ranhura do rotor	rad
g_v	Inclinação da onda harmônica de indução magnética	rad
γ	Ângulo radial entre duas faces extremas da inclinação do rotor	rad
g_r	Inclinação da onda de pressão mecânica na tração	rad
g_n	Inclinação da onda de pressão mecânica na tração na coroa	rad
g_{Fe}	Peso específico do aço magnético • ($\rho_{Fe} = 7,85 \times 10^3$)	kg/m ³
d	Comprimento mecânico ou físico do entreferro	m
d''	Comprimento magnético efetivo do entreferro	m
d_v	Parte imaginária do fator complexo de amortecimento	pu
DI	Projeção da cabeça do enrolamento	m
DX	Fator de acréscimo da massa para as deformações de flexão	pu
DM	Fator de acréscimo da massa para a inércia de rotação dos dentes	pu
e_{mag}	Excentricidade magnética	pu
e_{mec}	Excentricidade mecânica	pu
x_v	Fator de enrolamento	pu
$x_{incl,v}$	Fator de inclinação	pu
x_{2Tv}	Fator de Taegen	pu

Símbolo	Denominação	Unidade
$x_{g',N}$	Fator de ranhura	pu
$x_{g2,N1}$	Fator de ranhura do estator	pu
$x_{g2,N2}$	Fator de ranhura do rotor	pu
$x'_r(a)$	Fator de passo do dente, em função de a	pu
$x_n(a')$	Fator de passo do dente, em função de a'	• pu
h^l	Amortecimento de Wachta, Fator de Modulação	pu
h_F	Fator de ressonância para deformação por flexão	pu
h_T	Fator de ressonância para deformação por torção	pu
h_{xr}, h_{xd}	Fatores de correção	pu
q	Ângulo polar do perímetro reto da chapa do estator	rad
L	Permeância de saturação do dente	Ae/Wb
L_{2p}	Amplitude máxima da permeância do dente	Ae/Wb
$l_{rl,1}$	Coeficiente de permeância da abertura da ranhura do estator	pu
$l_{rl,2}$	Coeficiente de permeância da cabeça do dente do estator	pu
$l_{rl,3}$	Coeficiente de permeância da região média da ranhura do estator	pu
$l_{rl,4}$	Coeficiente de permeância do fundo da ranhura do estator	pu
l_{rl}	Coeficiente de permeância da ranhura do estator	pu
$l_{r2,1}$	Coeficiente de permeância da abertura de ranhura do rotor	pu
$l_{r2,2}$	Coeficiente de permeância da cabeça do dente do rotor	pu
$l_{r2,3}$	Coeficiente de permeância da região média da ranhura do rotor	pu
$l_{r2,4}$	Coeficiente de permeância do fundo da ranhura do rotor	pu
l_{r2}	Coeficiente de permeância total da ranhura do rotor	pu
m	Número de pares de pólos da onda harmônica do rotor	pu
m_0	Permeabilidade magnética do vácuo ($m_0 = 4\pi \times 10^{-7}$)	H/m
v	Número de pares de pólos da onda harmônica do estator	pu
p	Constante ($p = 3,14159265\dots$)	
r_{an}	Resistividade do segmento do anel de conexão das barras	Ω/m
r_b	Resistividade da barra do rotor	Ω/m
S_{Cu}	Condutividade do fio de cobre a 25°C ($S_{Cu} = 5,7 \times 10^7$)	S/m

Símbolo	Denominação	Unidade
S_{Al}	Condutividade do fio de Alumínio a 25°C ($S_{Al} = 3,5 \times 10^7$)	S/m
S_{A2}	Condutividade elétrica do Al injetado a 25°C ($S_{Al} = 3,0 \times 10^7$)	S/m
S_{gRv}	Coefficiente geométrico de dispersão do rotor	pu
S	Condutividade elétrica específica	S/m
S_{Fe}	Condutividade elétrica do ferro a 25°C ($S_{Fe} = 1,0 \times 10^7$)	S/m
S_{Wk}	Perda total do aço magnético obtida no ensaio de Epstein na indução de 1,0 Tesla na frequência de 60 Hz	W/kg
S_r	Onda de pressão mecânica da tração no entreferro	Pa
\mathcal{J}_r	Amplitude da onda da pressão mecânica da tração no entreferro	Pa
S_n	Onda da pressão mecânica de tração na coroa do estator	Pa
\mathcal{J}_n	Amplitude da onda da pressão mecânica de tração na coroa	Pa
\overline{S}_r	Amplitude média da onda da pressão mecânica de tração na coroa	Pa
SU	Somatório das quedas de tensão elétrica ($SU = U_d + U_C + U_D$)	V
t_p	Passo polar do motor de indução monofásico	m
t_{r1}	Passo de ranhura no estator	m
t_{r2}	Passo de ranhura no rotor	m
$x_r(a)$	Fator de passo do dente em função de a	pu
$x_n(a')$	Fator de passo do dente em função de a'	pu
$x_{incl,n}$	Fator de inclinação eficaz	pu
j_{Pr}	Ângulo de fase no enrolamento principal	rad
j_{Ax}	Ângulo de fase no enrolamento auxiliar	rad
j_m	Ângulo de fase da corrente de magnetização	rad
\bullet	Fluxo magnético do motor	Wb
\bullet_d	Fator de dispersão do fluxo magnético para o entreferro	pu
\bullet_{D1}	Fator de dispersão do fluxo magnético para o dente do estator	pu
\bullet_{D2}	Fator de dispersão do fluxo magnético para o dente do rotor	pu
\bullet_{C1}	Fator de dispersão do fluxo magnético para a coroa do estator	pu
\bullet_{C2}	Fator de dispersão do fluxo magnético para a coroa do rotor	pu
$\bullet.$	Ângulo de fase da onda harmônica de indução magnética	rad

Símbolo	Denominação	Unidade
\bullet_n	Ângulo de fase da onda da pressão mecânica de tração na coroa do pacote de lâminas no estator	rad
\bullet_r	Fase da onda da pressão mecânica de tração no entreferro	rad
\bullet_R	Fase da onda de pressão mecânica resultante na coroa	rad
\bullet_l	Frequência angular da rede no estator	rad/s
$\bullet \cdot$	Frequência angular da onda harmônica no estator	rad/s
\bullet_m	Frequência angular do campo residual do rotor	rad/s
Z	Número de pares de pólos da onda harmônica gerada a partir de uma excentricidade relativa entre estator e rotor	adim

1 INTRODUÇÃO

Nos últimos anos tem-se notado a crescente preocupação da população com o problema da poluição sonora e seus efeitos sobre as pessoas expostas a ruídos excessivos por períodos prolongados. Esta preocupação originou leis em muitos países, entre eles o Brasil, com o objetivo de regulamentar questão pertinente a esta área. O principal alvo destas leis são os locais de trabalho, escritórios, fábricas, onde as pessoas adultas passam uma boa parte de suas vidas expostas a ruídos gerados por máquinas e equipamentos que, muitas vezes, não foram concebidos para gerarem o menor ruído possível.

Os motores elétricos não podem ser esquecidos quando se deseja reduzir o ruído nos ambientes de trabalho, pois eles são grande fonte do ruído acústico. Além disso, determinado tipo de ruído emitido pelos motores elétricos, que possui uma frequência bem definida (tom puro) é bastante incômodo, mesmo que sua amplitude não seja a maior dentre todas as fontes de ruído presentes. Obviamente, pode-se reduzir o ruído de um motor elétrico enclausurando-o com materiais absorventes de som. Esta solução, no entanto, não é econômica e, além do mais, interfere nas características térmicas e no desempenho do motor quando é feito.

1.1 Motor de indução Monofásico (MIM)

Motores de indução monofásicos, também conhecidos como motores assíncronos monofásicos de indução de corrente alternada, pertencem às máquinas de acionamento mais utilizadas, pois, devido às suas características especiais, superam outros tipos de motores em aplicações onde não são feitas exigências em relação à regulação de velocidade e baixo peso do motor. São motores robustos, isentos de manutenção, com baixo nível de ruído e custo favorável. Equipamentos típicos, acionados por motores de indução monofásicos, são: máquinas de lavar roupa, secadoras de roupa, lavadoras de louça, centrífugas, bombas de água, bombas de combustível, refrigeradores, ventiladores, exaustores, condensadores, coifas, ceifadores de grama, trituradores, forrageiras, moto esmeris, lava jatos, furadeiras, esteiras ergonômicas, moto fricção, bombas submersas, bombas canetas, espremedores de fruta, enceradeiras, liquidificadores, ventilador de teto, portão eletrônico, aeradores, poltrizes, desumificadores, freezer, tanquinhos de roupa, inaladores e compressores.

1.2 Ruído acústico

Existem três grandes fontes de ruído acústico nos motores elétricos: ruído devido à ventilação, ruído de origem mecânica e ruído magnético. A razão de se separar o ruído total de um motor elétrico nessas três categorias é poder avaliar a influência de cada fonte isoladamente, pois elas apresentam percentuais diferentes de ruído em relação ao ruído total para motores de polaridades diferentes.

Através do conhecimento dos campos eletromagnéticos no entreferro das máquinas elétricas e do comportamento mecânico de sua estrutura, e utilizando técnicas de projeto apropriadas, é possível reduzir o ruído magnético dos motores elétricos.

Outra forma de se reduzir o ruído sonoro de origem magnética é atenuando a resposta mecânica do sistema às excitações. Neste caso, é necessário conhecer o comportamento da estrutura mecânica do motor.

O ruído magnético se amplifica tanto mais quanto mais próxima estiver a frequência da fonte do sinal da frequência natural do pacote de chapas do estator. O cálculo das frequências naturais, para os diferentes modos de vibração, é facilmente efetuado por computador, viabilizando projetos para evitar coincidências com frequências de excitação.

1.3 Ruído magnético

A fonte de ruído acústico, motivo desta dissertação é o seu ruído magnético, resultado de vibrações mecânicas do núcleo do estator causadas por forças produzidas pelas variações cíclicas da Intensidade de Campo periférica linear da corrente no entreferro. Estas variações de fluxo são decorrentes dos parâmetros de projeto e do seu processo de fabricação, no entanto o ruído pode ser minimizado por um bom projeto, o que justifica o seu cálculo prévio.

Para garantir um bom fator de potência, os motores de indução são projetados com um comprimento do entreferro relativamente pequeno, comparado com outros tipos de máquinas elétricas. Este é o motivo pelo qual o motor de indução sofre expressiva influência de campos magnéticos harmônicos, causados pelas ranhuras espaçadas, isto é, pela variação da

permeância do entreferro, e pela colocação do enrolamento em ranhuras, ou seja, pela forma de onda quadrada da força magneto motriz de excitação.

Sabe-se que as ranhuras do rotor e do estator são responsáveis pela geração das maiores amplitudes do ruído magnético dos motores. Esta fonte de ruído pode ser reduzida através de uma combinação adequada do número de ranhuras do estator e do rotor e, em muitos casos, de uma inclinação das ranhuras do rotor suficiente para reduzir a concatenação do fluxo magnético harmônico entre estator e rotor, responsável pela geração das ondas de força. Naturalmente, podem-se inclinar também as ranhuras do estator. Na prática, porém, é muito mais simples inclinar as ranhuras do rotor. A inclinação das ranhuras do estator restringe-se aos geradores e motores com ímãs permanentes no rotor.

1.4 Objetivos

O objetivo geral é entender a relação das fontes do ruído de um motor de indução monofásico com o projeto eletromecânico e eletromagnético. Porém, as características mecânicas como mancais, ventilador junto com as suas aletas de ventilação também exercem influência. Entre elas podem-se citar as dimensões da lâmina do estator, a prensagem do estator na carcaça, o tipo de impregnação do enrolamento e as tolerâncias de fabricação, principalmente aquelas relacionadas com a excentricidade do entreferro.

A presente dissertação tem por objetivo específico estabelecer um roteiro de cálculo de ruído magnético de motores monofásicos tipo Permanent Split Capacitor (PSC), tipo motor Split Phase (ISR) e partida a Capacitor eletrolítico (CST). Apresenta como resultado final do trabalho um programa de cálculo capaz de calcular as componentes espectrais. Assim como a pressão sonora a 1 metro atenuado pela escala A de sensibilidade do ouvido humano fornecendo uma ampla visão dos diversos fatores que têm influência na geração do ruído magnético de um motor de indução monofásico com ou sem capacitor permanente ligado em série com o enrolamento auxiliar, mas todos com rotor de gaiola.

Esta dissertação, assim como o programa de cálculo não cobre motores monofásicos de pólo sombreado (Shaded Pole), motores universais, motores de repulsão, motores com rotor externo, monofásicos com ímã permanente ou alimentado com acionamento eletrônico para a variação da velocidade.

1.4.1 Programa GERFELD e AAGR

A WEG adquiriu da Universidade de Hannover um programa Fortran de cálculo em 1993 onde a primeira parte GERFELD, que calcula os campos de indução harmônicos do estator e guarda os dados de saída no arquivo FSPEK1 e calcula os campos harmônicos do rotor cujos dados de saída são arquivados no arquivo FSPEK2. Além destes arquivos gera um terceiro arquivo EINAAGR onde são transferidos dados dimensionais assim como outros parâmetros necessários ao cálculo dos modos de vibração.

O programa GERFELD tinha os seus dados descritos na língua germânica com um arquivo de entrada denominado EIDA com um relatório de saída AUDA para registrar informações dos valores de cálculo, mas que não tem necessidade para o segundo programa AAGR. Neste programa não era possível se calcular o motor com uma chapa tratada no estator e não tratada no rotor, além de não permitir o cálculo de motores com fio de alumínio em um dos enrolamentos.

O programa foi concebido para calcular somente motores monofásicos com capacitor permanente (PSC), sempre para os mesmos valores de $\nu = p(1 + 2g)$, com $g = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$, onde os campos harmônicos de indução do campo reverso não são considerados, pois nestes motores a sua contribuição pode ser considerada desprezível a nível de ruído magnético. Também não está previsto o cálculo dos campos harmônicos devido à excentricidade dinâmica do rotor, pois no entendimento da referência [1], estes são decorrentes do processo de fabricação e não do projeto elétrico do motor monofásico.

O efeito pelicular não é considerado pela inexistência de cálculo do campo reverso.

O programa AAGR calcula os modos de vibração com as suas respectivas frequências combinando os campos harmônicos do estator entre si e combinando cada um do estator com todos os campos do rotor. Apresenta como dado de saída o valor da pressão sonora na superfície externa do pacote de chapas do estator sem nenhuma consideração para valores medidos a 1 metro de distância do motor e nem com atenuação pela escala (A) do ouvido humano.

Tinha um inconveniente de levar uma informação de posição do enrolamento principal tendo como referência o seu centro em um dente ou em uma ranhura no arquivo FSPEK1 na primeira linha ao invés de armazenar esta informação no arquivo EINAAGR.

1.4.2 Programa GERVFELD e AAVGR

O resultado da dissertação é um novo programa GERVFELD que permite a entrada de dois tipos de aços magnéticos, além de permitir a utilização de fios de alumínio em um ou ambos os enrolamentos com todas as informações escritas na língua portuguesa.

O programa considera o efeito pelicular em todas as ondas de indução seja na frequência da rede, ou seja, para os campos de indução de harmônicos de frequências superiores do campo direto e do campo reverso.

As perdas no ferro agora são calculadas tomando por base a perda específica na indução de 1,0 Tesla na frequência de 60 Hz corrigida por um expoente que depende linearmente do próprio valor da indução magnética. As perdas no dente e na coroa são corrigidas para considerar os efeitos do encruamento e de pulsação pelas aberturas de ranhura com base na referência [2].

Para atender aos motores de indução monofásicos Split Phase e com capacitor de partida que em vazio e na região de carga operam com corrente somente no enrolamento principal está incorporado ao programa o cálculo da corrente do campo reverso que permite sempre calcular as ondas de indução do campo reverso na sequência do cálculo das ondas do campo direto.

O programa GERVFELD arquiva os campos harmônicos do estator no arquivo FSPEK1 na seguinte ordem de número de pólos do sinal gerado $NUE = \nu$, número de pólos do sinal de origem $NUEo = \nu_o$, amplitude da indução magnética $BBB = B_{\nu,a}$, frequência do sinal gerado $FF = f\nu$, ângulo de fase desta amplitude de indução $PHW = \phi_{\nu}$, fator de modulação da inclinação do estator $SCHRNUE = b_{\nu}$, fator de amortecimento do rotor para o sinal gerado $DNUEB = a_{\nu}$, e uma observação. Nos campos harmônicos de estator o número de pólos do sinal gerado NUE , e o número de pólos do sinal de origem $NUEo$, sempre são iguais, pois a geração do sinal ocorre na origem. O fator de modulação da inclinação $SCHRNUE$ no estator sempre é nulo, pois se assume que as ranhuras do estator sempre estão paralelas à linha de eixo do motor.

O programa GERVFELD arquiva os campos harmônicos do rotor no arquivo FSPEK2 na seguinte ordem de número de pólos do sinal gerado $MUE = m$, número de pólos do sinal de origem $NUEo = \nu = \nu_o$ ou $MUEo = m_o$, amplitude da indução magnética $BBB = B_{m,a}$,

frequência do sinal gerado $FFMUE = f_m$, ângulo de fase desta amplitude $PHW = \phi_m$, fator de modulação da inclinação $BETMUE = b_m$, fator de amortecimento do rotor para o sinal gerado $DMUEB = a_m$, e uma observação.

Todos os arquivos de entrada e saída dos dois programas são com texto na língua portuguesa, assim como a listagem do programa tem simultaneamente os comentários na língua de origem do programa com um texto traduzido na língua portuguesa. Isto também vale para as novas rotinas onde foi escrito primeiro um comentário na língua germânica para em seguida escrever o mesmo texto do comentário na língua portuguesa para possibilitar no futuro uma troca de informações da WEG com a Universidade de Hannover.

O programa GERVFELD terá o arquivo de entrada denominado EIDAVEG com um relatório de saída AUDAVEG para registrar os seus valores de saída.

GERVFELD terá um arquivo EINAAGVGR onde está a variável do arquivo FSPEK1, junto com um maior número de variáveis que já eram calculadas no programa GERFELD, mas que eram recalculados de uma forma mais simplista no programa AAGR. Esta alteração também permite emitir um relatório AUSAAGR com um maior volume de informações para que o usuário não tenha que recorrer ao relatório AUDAVEG para saber dados como: excentricidades, dimensões do rotor, entreferro, inclinação do rotor, número de pólos, potência, tensão, frequência e outras.

No programa GERVFELD para a excentricidade estática e dinâmica está implementada uma entrada de dados na forma de se entrar com um erro igual à metade do batimento que representa a excentricidade física e assim deixar o programa calcular o seu erro relativo. Porque para motores monofásicos que utilizam entreferro muito baixo o valor relativo normalmente excede aos 10% que é o valor usual na análise de máquinas maiores com carcaças de ferro fundido.

No programa GERVFELD está implementado o cálculo da onda de indução magnética produzida para uma excentricidade dinâmica.

O resultado da presente dissertação apresenta um programa AAVGR que calculará os modos de vibração com as suas respectivas frequências, a pressão sonora na superfície externa do motor com carcaça e tampas para depois calcular a pressão sonora no paralelepípedo a 1 metro de distância da carcaça. O relatório apresenta o cálculo do ruído atenuado na escala “A” de atenuação do ouvido humano, assim como emitirá um valor global de pressão sonora que representa a integração de todo o espectro de sinais obtidos durante o processamento dos dados.

2 CONSTRUÇÃO DIMENSIONAL DO MOTOR

2.1 Introdução

Basicamente, a construção de motores de indução monofásicos se compara à de motores de indução trifásicos. Os pacotes de chapas do estator e do rotor são constituídos de chapas isoladas entre si, dispostas em camadas na direção axial do motor.

O estator possui dois enrolamentos separados, alojados em ranhuras e designados por enrolamento principal (Pr) e enrolamento auxiliar (Ax), cujos eixos estão defasados de um ângulo de 90° elétricos entre si ($a_{elet} = 90^\circ$).

$$a_{elet} = p \cdot a_{geom} \quad (2.01)$$

Onde: a_{geom} é o ângulo geométrico entre os eixos do enrolamento e p é o número de pares de pólos do enrolamento do motor de indução monofásico.

O enrolamento principal e o auxiliar com impedância série são ligados em paralelo à tensão da rede, como ilustra a Figura 2.1 e é mostrado esquematicamente na Figura 2.2.

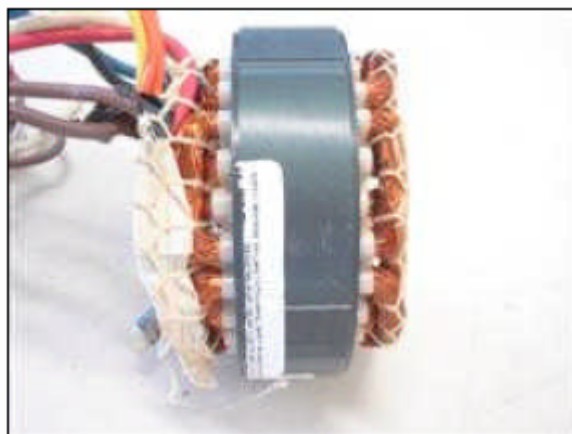


Figura 2.1 – Enrolamento do estator com os cabos de ligação

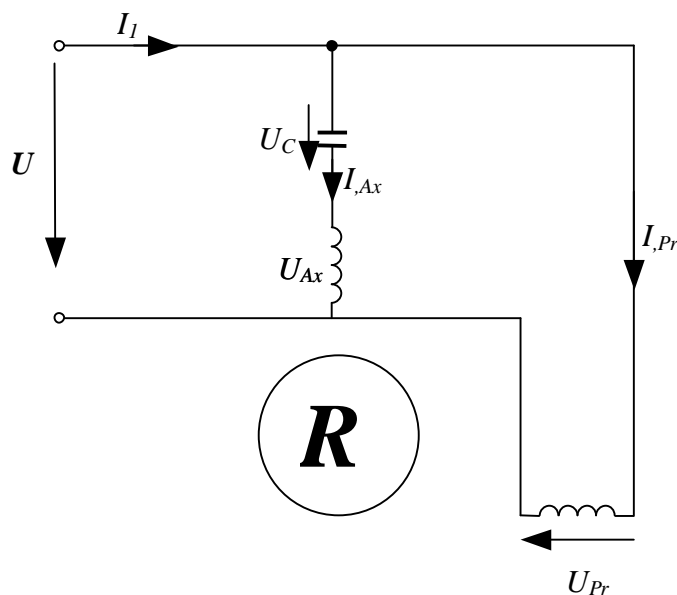


Figura 2.2 – Circuitos de ligação de motores monofásicos

O enrolamento do rotor, também alojado em ranhuras, como mostra a Figura 2.3, é curto-circuitado nas extremidades formando o enrolamento tipo: gaiola de esquilo, ou formando um enrolamento secundário com todos os condutores em curto circuito.

O enrolamento secundário é fabricado pelo processo de injeção de alumínio sob pressão. As ranhuras do rotor preferencialmente serão inclinadas, mas frequentemente as ranhuras do rotor são inclinadas de mais de uma ranhura de estator, enquanto que as ranhuras do estator não possuem inclinação por motivos técnicos da fabricação de inserção das bobinas dentro das ranhuras como mostra a Figura 2.3, o que é obtido através de insertadeiras automáticas.



Figura 2.3 – Conjunto de enrolamentos do estator e do rotor

2.2 O pacote de chapas

As formas de ranhura do estator mais usadas em motores de indução monofásicos estão representadas na Figura 2.4.

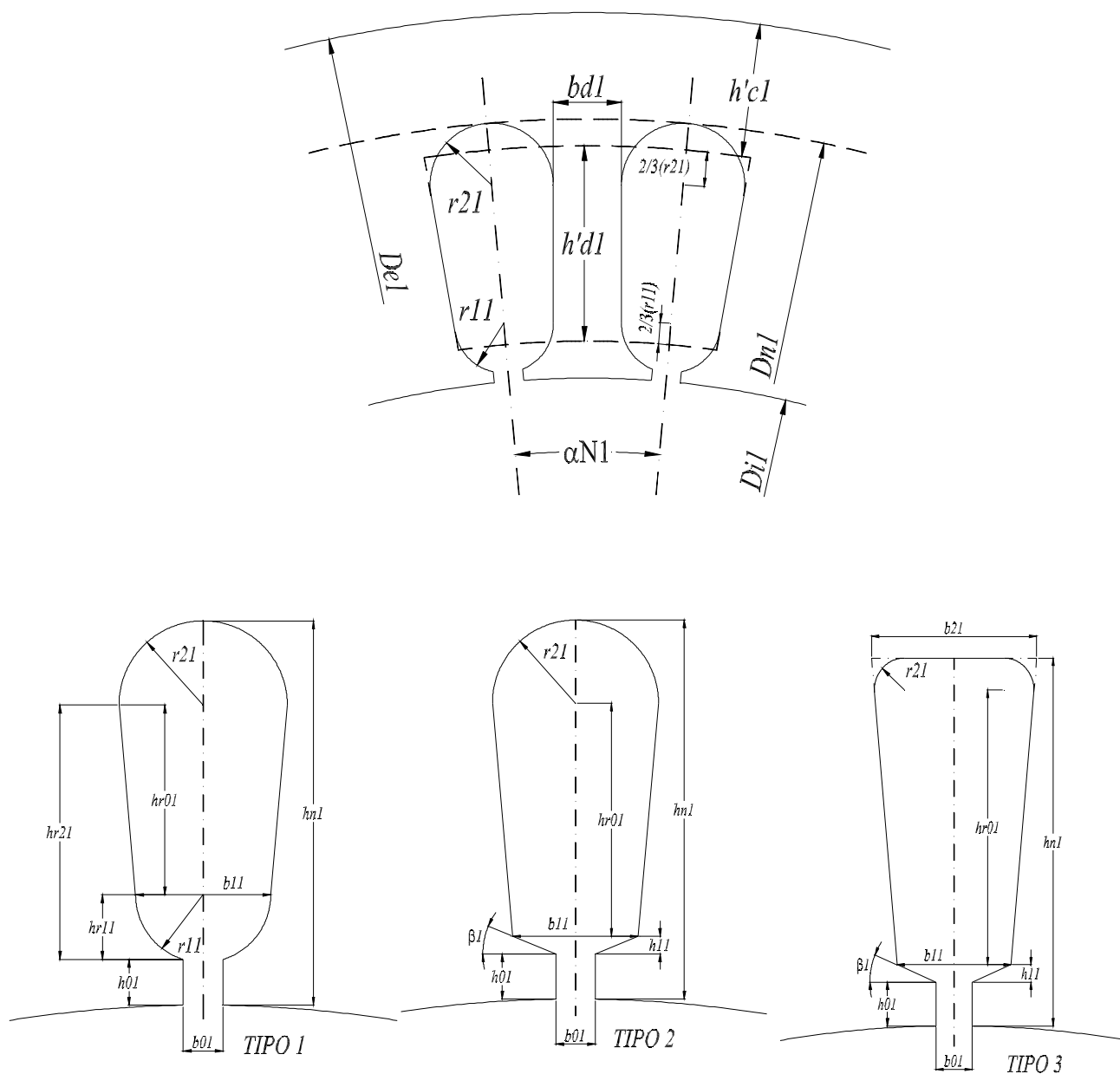


Figura 2.4 – Formas de ranhura do estator

As formas de ranhura do rotor mais usadas em motores de indução monofásicos estão representadas na Figura 2.5.

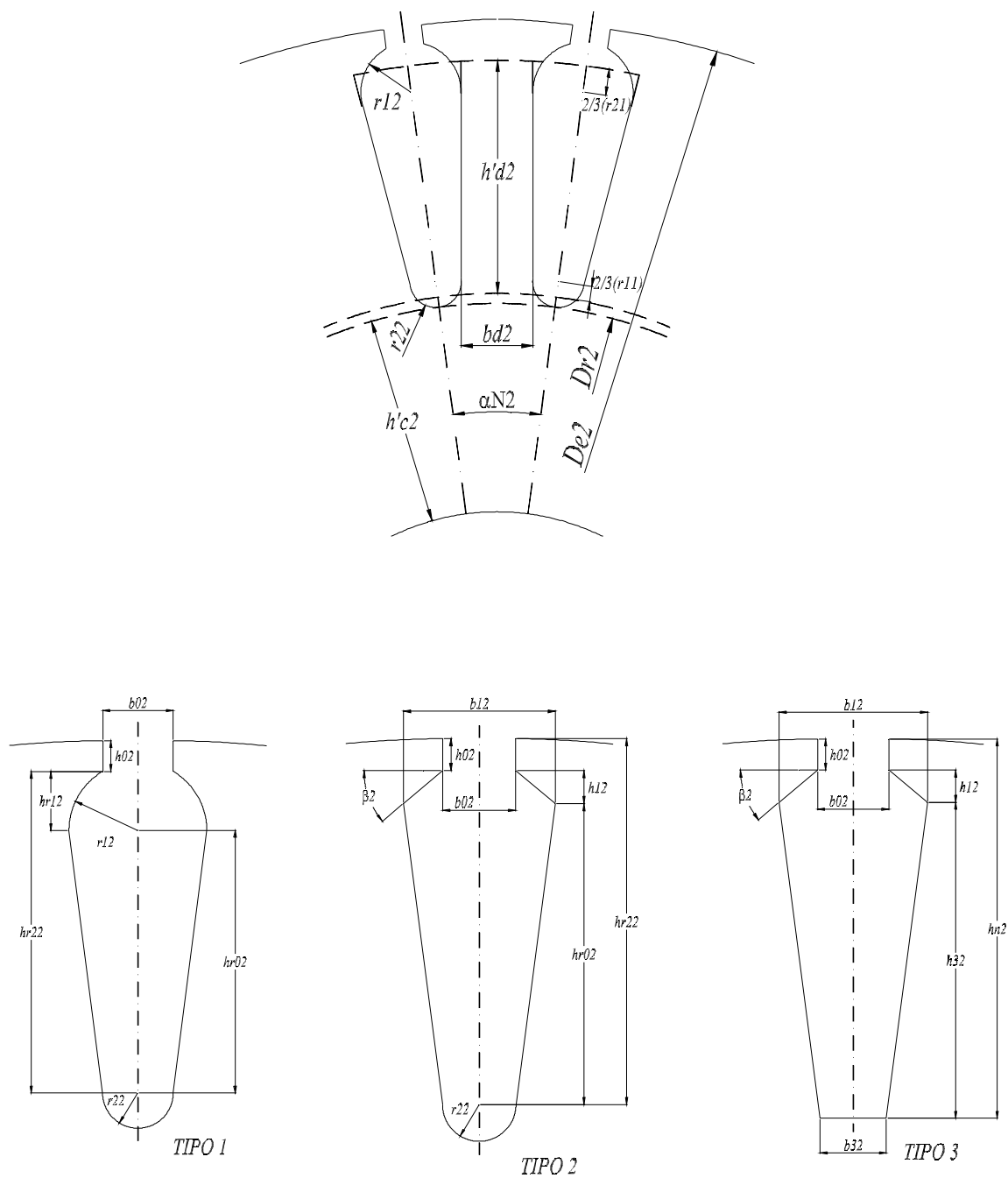


Figura 2.5 – Formas de ranhura do rotor

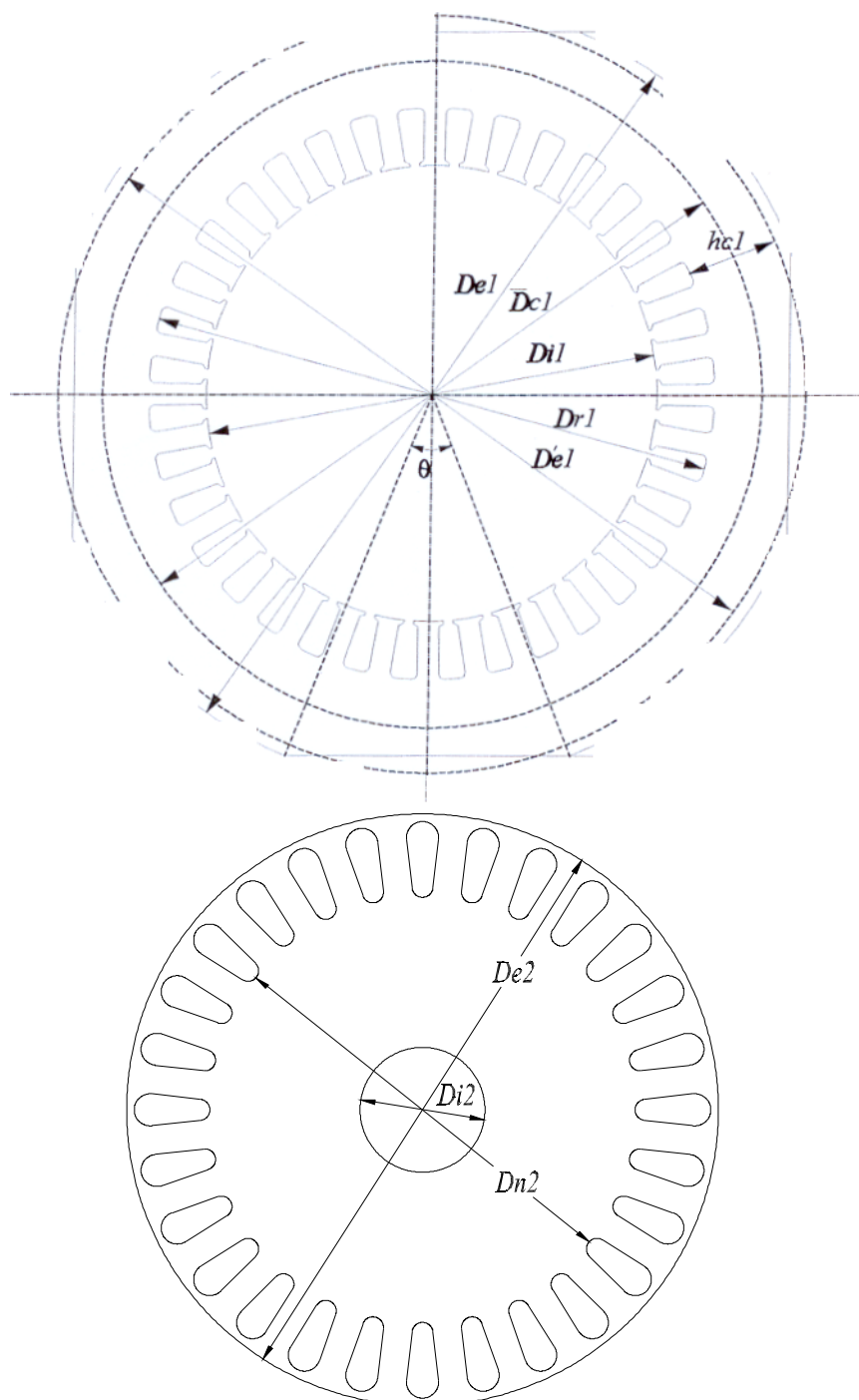


Figura 2.6 – Dimensões do pacote de chapas do estator e do rotor

A seguir são apresentadas algumas equações para o cálculo de grandezas geométricas. A Figura 2.6 apresenta dimensões do estator e do rotor, especialmente o diâmetro externo equivalente D'_{e1} calculado para pacotes de chapas não cilíndricas do estator.

As alturas, os comprimentos e as áreas das coroas são determinados da mesma maneira para todos os formatos de ranhura:

$$h_{c1} = \frac{D'_{e1} - D_{r1}}{2} \quad (2.02)$$

$$h_{c2} = \frac{D_{r2} - D_{i2}}{2} \quad (2.03)$$

$$l_{c1} = (D_{r1} + h_{c1}) \frac{p}{2p} \quad (2.04)$$

$$l_{c2} = (D_{i2} + h_{c2}) \frac{p}{2p} \quad (2.05)$$

Obs.: Se for o caso, deve-se subtrair do comprimento do pacote de chapas os espaços vazios referentes aos canais de refrigeração $L_f = l_f - \sum_{n=1}^k b_v \cdot n_v$.

$$A_{c1} = h_{c1} \cdot L_f \cdot k_{Fe} \quad (2.06)$$

$$A_{c2} = h_{c2} \cdot L_f \cdot k_{Fe} \quad (2.07)$$

O diâmetro médio da coroa \bar{D}_{c1} é calculado através da seguinte equação:

$$\bar{D}_{c1} = \frac{2}{p} \left[\left(\frac{D_{e1} + D_{i1} + 2h_{r1}}{2} \right) \left(\frac{p}{2} - q \right) + D_m \cdot \ln \left[\operatorname{tg} \left(\frac{p}{4} + \frac{q}{4} \right) \right] + \frac{D_{i1} + 2h_{r1}}{2} q \right] \quad (2.08)$$

De onde,

$$q = 2 \arccos \left(\frac{L_1}{D_{e1}} \right) \quad (2.09)$$

A partir daí calcula-se o diâmetro externo equivalente D'_{e1} :

$$D'_{e1} = 2\bar{D}_{c1} - D_{r1} \quad (2.10)$$

Na área do entreferro A_d está contido o espraioamento do campo magnético, nas duas regiões frontais, de uma largura do entreferro em cada região, conforme mostra a Figura 2.7. Não está considerado aqui um desalinhamento entre estator e rotor na direção axial.

$$A_d = (L_f + 2d) \cdot (D_{i1} - d) \frac{p}{2p} \quad (2.11)$$

onde

$$d = \frac{D_{i1} - D_{e2}}{2} \quad (2.11b)$$

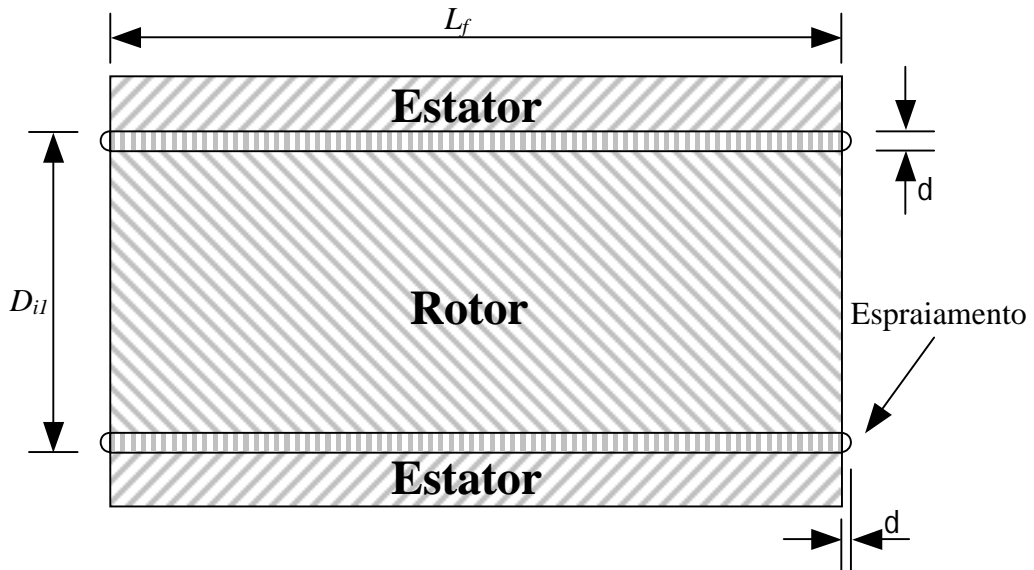


Figura 2.7 – Corte transversal dos pacotes de chapas do estator e rotor

O passo polar t_p e os passos de ranhura t_{r1} e t_{r2} são calculados do mesmo modo para todas as formas de ranhura.

$$t_p = (D_{i1} + D_{e2}) D_{i1} \frac{p}{4p} \quad (2.12)$$

$$t_{r1} = D_{i1} \frac{p}{N_1} \quad (2.13)$$

$$t_{r2} = D_{e2} \frac{p}{N_2} \quad (2.14)$$

2.3 Dimensões geométricas das ranhuras do estator

A seguir são apresentadas equações para o cálculo de grandezas geométricas das diferentes formas de ranhura de estator.

- Formato da ranhura tipo 1, estator:

$$\text{Altura do dente: } h_{D1} = \frac{D_{r1} - D_{i1}}{2} - r_{21} - h_{01} \quad (2.15)$$

$$\text{Altura da ranhura, sem raios: } h_{r01} = h_{D1} - \sqrt{r_{11}^2 - \left(\frac{b_{01}}{2}\right)^2} \quad (2.16)$$

ou

$$h_{r01} = h_{r21} - h_{r11} \quad (2.17)$$

$$\text{Altura do dente, com raios parciais: } h'_{D1} = h_{r01} + \frac{2}{3}r_{21} + \frac{2}{3}r_{11} \quad (2.18)$$

$$\text{Largura da cabeça do dente: } b_{11} = 2r_{11} \quad (2.19)$$

$$\text{Largura do dente: } b_{D1} = (D_{r1} - 2r_{11})\frac{p}{N_1} - 2r_{21} \quad (2.20)$$

- Formato de ranhura tipo 2, estator:

$$\text{Altura do dente: } h_{D1} = \frac{D_{r1} - D_{i1}}{2} - r_{21} - h_{01} \quad (2.21)$$

$$\text{Altura sem raios: } h_{r01} = \frac{1}{\operatorname{tg}\left(\frac{p}{N_1}\right) - \frac{1}{\operatorname{tg}(b_1)}} \left(r_{21} - \frac{b_{01}}{2} - \frac{h_{D1}}{\operatorname{tg}(b_1)} \right) \quad (2.22)$$

ou

$$h_{r01} = h_{n1} - h_{11} - h_{01} \quad (2.23)$$

$$\text{Altura na cabeça do dente: } h_{11} = h_{D1} - h_{r01} \quad (2.24)$$

Altura do dente, com raios parciais e inclinações parciais:

$$h'_{D1} = h_{r01} + \frac{2}{3}r_{21} + \frac{2}{3}h_{11} \quad (2.25)$$

Largura da cabeça do dente: $b_{11} = b_{01} + \frac{2h_{11}}{\operatorname{tg}(b_1)}$ (2.26)

Largura do dente: $b_{D1} = (D_{r1} - 2r_{21})\frac{p}{N_1} - 2r_{21}$ (2.27)

- Formato de ranhura tipo 3, estator:

Altura do dente: $h_{D1} = \frac{D_{r1} - D_{i1}}{2} - h_{01}$ (2.28)

Altura da ranhura, sem raios parciais:

$$h_{r01} = \frac{1}{\operatorname{tg}\left(\frac{p}{N_1}\right) - \frac{1}{\operatorname{tg}(b_1)}} \left(\frac{b_{31} - b_{22}}{2} - \frac{h_{D1} - r_{21}}{\operatorname{tg}(b_1)} \right) + r_{21} \quad (2.29)$$

ou

$$h_{r01} = h_{n1} - h_{11} - h_{01} \quad (2.30)$$

Altura na cabeça do dente:

$$h_{11} = h_{D1} - h_{r01} \quad (2.31)$$

Altura do dente com raios parciais e inclinações parciais:

$$h'_{D1} = h_{r01} + \frac{2}{3}h_{11} \quad (2.32)$$

Largura da cabeça do dente:

$$b_{11} = b_{01} + \frac{2 \cdot h_{11}}{\operatorname{tg}(b_1)} \quad (2.33)$$

Largura do dente:

$$b_{D1} \cong D_{r1} \frac{p}{N_1} - b_{31} \quad (2.34)$$

2.4 Dimensões geométricas das ranhuras do rotor

A seguir são apresentadas equações para o cálculo de grandezas geométricas das diferentes formas de ranhura de rotor.

- Formato de ranhura tipo 1, rotor:

$$\text{Altura do dente: } h_{D2} = \frac{D_{e2} - D_{r2}}{2} - h_{02} - r_{22} \quad (2.35)$$

$$\text{Altura da ranhura, sem raios: } h_{r02} = h_{D2} - \sqrt{r_{12}^2 - \left(\frac{b_{02}}{2}\right)^2} \quad (2.36)$$

ou

$$h_{r02} = h_{r22} - h_{r12} \quad (2.37)$$

$$\text{Altura dos dentes, com raios parciais: } h'_{D2} = h_{r02} + \frac{2}{3}r_{22} + \frac{2}{3}r_{12} \quad (2.38)$$

$$\text{Largura da ranhura: } b_{12} = 2r_{12} \quad (2.39)$$

$$\text{Largura do dente: } b_{D2} = (D_{r2} + 2r_{22})\frac{p}{N_2} - 2r_{22} \quad (2.40)$$

- Formato de ranhura do tipo 2, rotor:

$$\text{Altura do dente: } h_{D2} = \frac{D_{e2} - D_{r2}}{2} - h_{02} - r_{22} \quad (2.41)$$

$$\text{Altura sem raios: } h_{r02} = \frac{1}{\operatorname{tg}\left(\frac{p}{N_2}\right) - \frac{1}{\operatorname{tg}(b_2)}} \left(\frac{b_{02}}{2} - r_{22} + \frac{h_{D2}}{\operatorname{tg}(b_2)} \right) \quad (2.42)$$

ou

$$h_{r02} = h_{r22} - h_{12} \quad (2.43)$$

Altura do dente, com raios parciais e inclinações parciais:

$$h'_{D2} = h_{r02} + \frac{2}{3}r_{22} + \frac{2}{3}(h_{D2} - h_{r02}) \quad (2.44)$$

$$\text{Largura da cabeça do dente: } b_{12} = b_{02} + \frac{2h_{12}}{\operatorname{tg}(b_2)} \quad (2.45)$$

$$\text{Largura do dente: } b_{D2} = (D_{r2} + 2r_{22})\frac{p}{N_2} - 2r_{22} \quad (2.46)$$

- Formato de ranhura do tipo 3, rotor:

$$\text{Altura do dente: } h_{D2} = \frac{D_{e2} - D_{r2}}{2} - h_{02} \quad (2.47)$$

$$\text{Altura da ranhura, sem raios: } h_{r02} = h_{32} \quad (2.48)$$

Altura do dente, com raios parciais e inclinações parciais:

$$h'_{D2} = h_{r02} + \frac{2}{3}(h_{D2} - h_{r02}) \quad (2.49)$$

Largura da cabeça do dente:

$$b_{12} = b_{02} + \frac{2h_{12}}{\operatorname{tg}(b_2)} \quad (2.50)$$

Largura do dente:

$$b_{D2} = D_{r2}\frac{p}{N_2} - b_{32} \quad (2.51)$$

As áreas dos dentes são determinadas da mesma maneira para todas as formas de ranhura:

$$A_{D1} = b_{D1} \cdot L_f \cdot k_{Fe} \frac{N_1}{2p} \quad (2.52)$$

$$A_{D2} = b_{D2} \cdot L_f \cdot k_{Fe} \frac{N_2}{2p} \quad (2.53)$$

2.5 O enrolamento Principal e Auxiliar

Motores de indução monofásicos geralmente possuem enrolamentos concêntricos de camada única.

O número de espiras, o número de ranhuras por pólo e por fase q e a seção transversal do fio dos dois enrolamentos podem ter tamanhos diferentes.

O número de condutores nas ranhuras de um enrolamento não é sempre constante, no entanto, ranhuras eqüidistantes do eixo do enrolamento sempre possuem o mesmo número de condutores. A Figura 2.8 esclarece o conceito "ranhuras eqüidistantes".

Todas as ranhuras com mesmo número possuem a mesma distância ao eixo do enrolamento e por isso são chamadas ranhuras eqüidistantes.

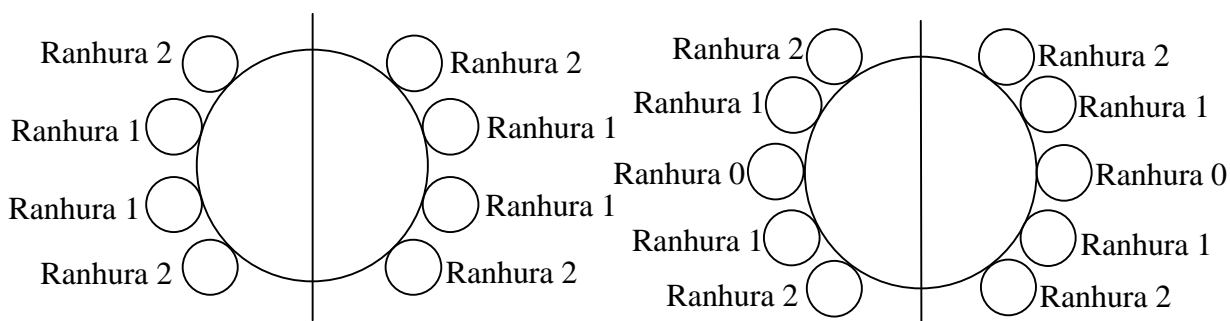


Figura 2.8 – Numeração das ranhuras e esclarecimentos do conceito “ranhuras eqüidistantes”

Para o cálculo do comprimento dos condutores de um enrolamento, deve ser feita uma distinção entre número de ranhuras por pólo e por fase q par e ímpar. A Figura 2.9 mostra a posição das bobinas individuais nas diferentes ranhuras e sua largura w .

O comprimento do condutor para um número de ranhuras por pólo e por fase q ímpar é calculado por:

$$l_{cond} = 2p \sum_{k=1}^{(q-1)/2} \left[2z_k \left(\frac{2D_{r1} + D_{i1}}{3N_1} p w_k + l_f + \Delta_l \right) \right] + 2p \cdot z_{k=0} \left(\frac{2D_{r1} + D_{i1}}{3N_1} p (q_{Pr} + q_{Ax}) + l_f + \Delta_l \right) \quad (2.54)$$

$$\text{Onde } w_k = q_{Pr} + q_{Ax} - 2k \quad (2.55)$$

A variável k indica o número das duas ranhuras onde está alojada a respectiva bobina e z_k é o número de condutores na bobina k .

No comprimento do condutor para um número de ranhuras por pólo e por fase q par, desaparece o termo para a ranhura $k = 0$ da equação (2.54) que é a parte $+ 2p \cdot z_{k=0} \cdot (...)$, assim se chega à equação (2.56).

$$l_{cond} = 2p \sum_{k=1}^{q/2} \left[2z_k \left(\frac{2D_{r1} + D_{i1}}{3} p \frac{w_k}{N_1} + l_f + \Delta_l \right) \right] \quad (2.56)$$

$$\text{Onde } w_k = q_{Pr} + q_{Ax} + 1 - 2k \quad (2.57)$$

Esta engenharia de valores com a utilização de uma variável k é para se somar corretamente as espiras o seu número de condutores cada vez que temos um número de bobinas por grupo de diferente valor. Temos sempre as espiras do maior passo como se magneticamente a metade se abrisse em uma direção e a outra metade se abrisse na direção oposta.

Isto ocorre quando o maior passo da bobina tem passo pleno ou seja o grupo de bobinas adjacente não pode fisicamente ocupar esta posição ou se ocupar esta posição poderia ter somente a metade do número de espiras para comportar o enchimento.

Por isso no programa GERVFELD, no arquivo de entrada na posição $k = 0$ o valor do número de espiras deverá ser nulo nesta posição sempre que os grupos de bobinas forem todos simétricos. Do mesmo modo foi criado no programa GERVFELD um contador de numero de bobinas por grupo que totaliza um número de bobinas por grupo contando se existe espiras na posição $k = 0$ ou se não existe um valor numérico nesta posição na planilha dos dados de entrada.

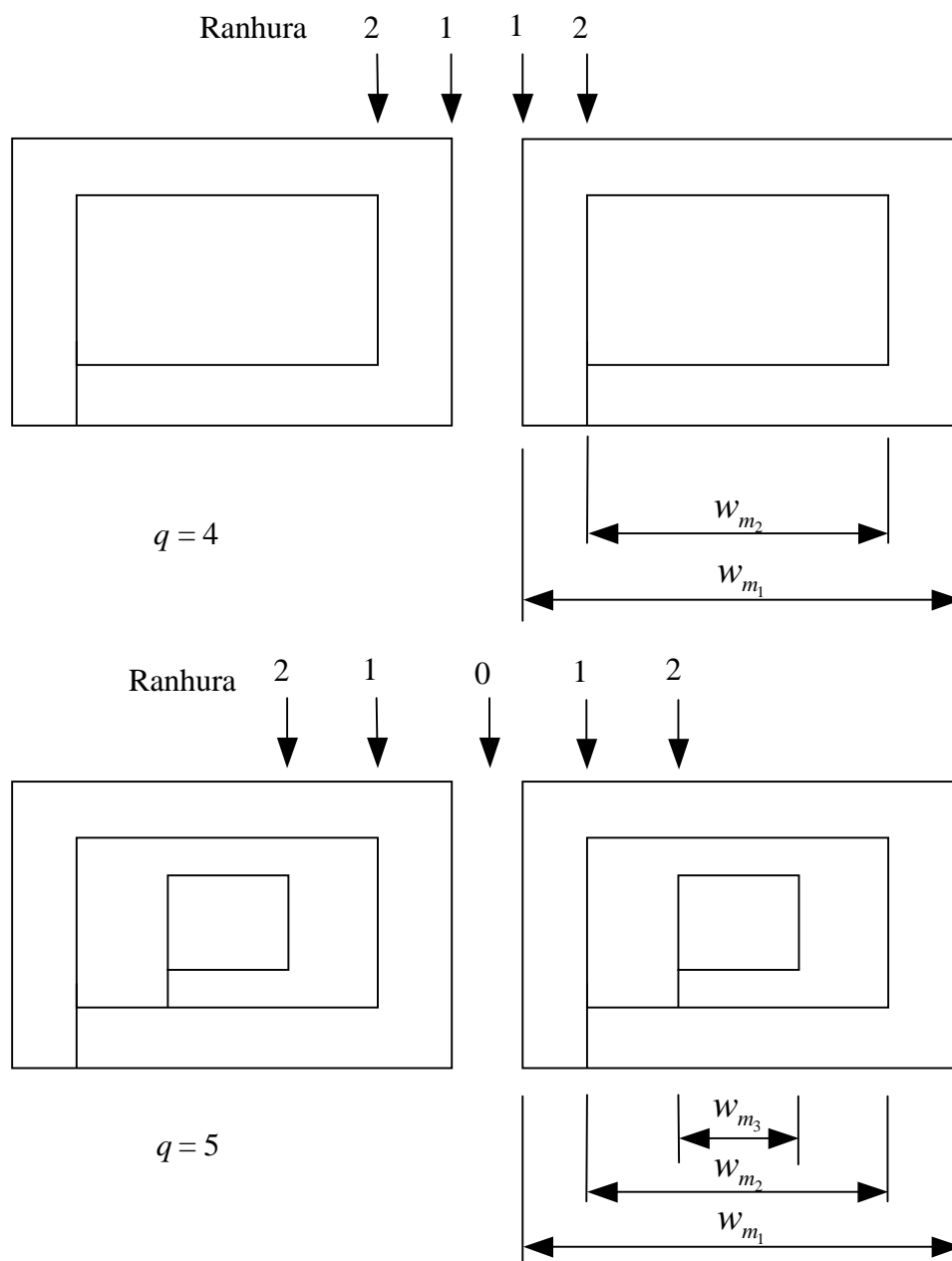


Figura 2.9 – Posição e largura das bobinas

Para determinação da projeção da cabeça do enrolamento D_l , mede-se a distância entre o pacote de chapas do estator e o meio da cabeça do enrolamento conforme ilustra a Figura 2.10. Esta dimensão também pode ser calculada pelo programa GERVFELD a partir de dimensões das de largura das ranhuras, número de espiras em cada passo de bobina que se vai sobrepondo todo o empilhamento a partir de um enchimento de 50%.

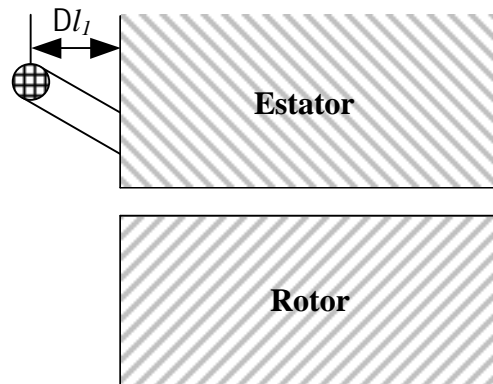


Figura 2.10 – Definição da projeção da cabeça do enrolamento

O cálculo do número de espiras n_e de um enrolamento requer também uma distinção entre q par e q ímpar.

$$\text{Para } q \text{ par } n_e = 2p \sum_{k=1}^{q/2} z_k \quad (2.58)$$

$$\text{Para } q \text{ ímpar } n_e = p \left(z_{k=0} + 2 \sum_{k=1}^{(q-1)/2} z_k \right) \quad (2.59)$$

Em máquinas pequenas emprega-se muitas vezes o número de condutores efetivos z'_v no lugar do fator de enrolamento x_v e o número de espiras n_e .

$$z'_v = 2 \cdot n_e \cdot x_v \quad (2.60)$$

O número de condutores efetivos também é calculado diretamente dos dados da máquina.

$$\text{Para } q \text{ par } z'_v = 4p \sum_{k=1}^{q/2} [z_k \cos(v \cdot a_k)] \quad (2.61)$$

$$\text{Com } a_k = \left(k - \frac{1}{2} \right) a_{N1} \quad (2.62)$$

$$\text{Para } q \text{ ímpar } z'_v = 2p \left[z_{k=0} + 2 \sum_{k=1}^{(q-1)/2} z_k \cos(v \cdot a_k) \right] \quad (2.63)$$

$$\text{Com } a_k = k \cdot a_{N1} \quad (2.64)$$

$$a_{N1} = 2 \frac{p}{N_1} \quad (2.65)$$

As dimensões das barras do rotor são determinadas através da seção da chapa e do comprimento do pacote. Sendo o rotor inclinado, o comprimento da barra aumenta e a seção transversal da barra diminui e assim ambos aumentam a resistência do rotor. Para o comprimento da barra sob consideração do ângulo de inclinação tem-se:

$$L_b = \sqrt{l_f^2 + \left(D_b \cdot \frac{g}{2} \right)^2} \quad (2.66)$$

D_b indica o diâmetro do motor, sobre o qual estão situados os baricentros das áreas das barras.

$$D_b = \frac{2 \cdot D_{e2} + D_{n2}}{3} \quad (2.67)$$

O cálculo da seção transversal corrigida da barra é esclarecido pela Figura 2.11.

$$a_s = \frac{D_b}{2} g \cong l_f \cdot \sin(a_s) \cong l_f \cdot a_s \quad (2.68)$$

$$A'_{bar} = A_{bar} \cdot \cos(a_s) \cong A_{bar} \cdot \cos\left(\frac{D_b}{2 \cdot l_f} g\right) \quad (2.69)$$

Onde a_s é o ângulo da inclinação das barras do rotor medida sobre a superfície do diâmetro externo do rotor. O ângulo g é a inclinação das barras do rotor projetando uma face externa do pacote do rotor sobre a outra face externa do mesmo pacote, isto significa o ângulo de giro de uma face sobreposta a outra face quando se acompanha o passo de hélice de uma barra do rotor ao longo do seu pacote de chapas.

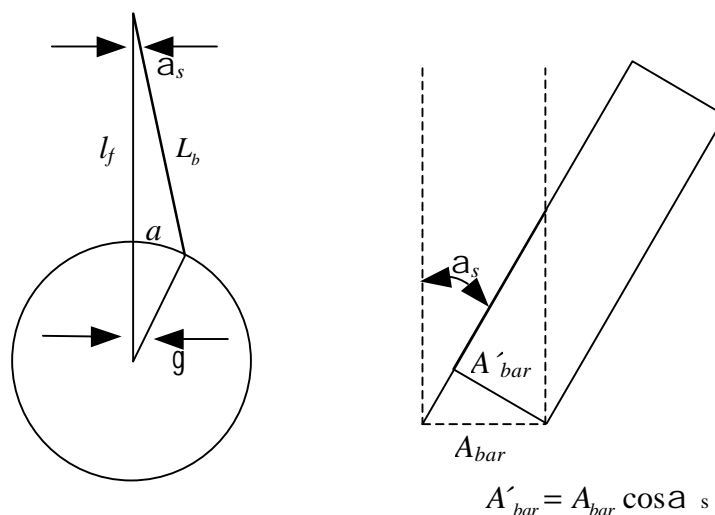


Figura 2.11 – Diminuição da seção transversal da barra devido à inclinação

2.6 Conclusões

O cálculo se restringe a: três tipos de ranhura para estator e três tipos para o rotor. A ranhura do rotor de número 1 pode ser convertida em uma ranhura circular entrando com $hr02 = 0$. Como estamos tratando de motores monofásicos não está previsto ranhura dupla gaiola ou ranhura formato garrafa.

O cálculo do diâmetro externo equivalente da lâmina de estator com corte econômico nas duas direções de laminação só prevê um recorte na forma quadrada.

Para o cálculo do comprimento médio da meia espira a projeção da bobina além do pacote de chapas do estator deve ser fornecido como dado de entrada.

Está previsto enrolamentos assimétricos onde temos diferentes números de bobinas por grupo de bobinas, mas sempre de forma alternada se intercalando entre si.

3 CIRCUITO MAGNÉTICO

3.1 Induções magnéticas

Através de um cálculo iterativo do circuito magnético segundo [1], procura-se incluir a não linearidade magnética do ferro no cálculo das grandezas do circuito equivalente e dos campos de indução. Partindo da tensão induzida, o fluxo principal resulta em:

$$\Phi = \sqrt{2} \frac{2U \cdot k_U}{2p \cdot f_1 \cdot z'_p} = \frac{U \cdot k_U}{2,22 \cdot f_1 \cdot z'_p} \quad (3.01)$$

Para calcular a tensão induzida com exatidão, deve-se, antes de tudo, conhecer a corrente de enrolamento do estator. Como muitas vezes isto não ocorre, de acordo com [1], reduz-se a tensão de enrolamento U_N , através de um fator k_U , para uma tensão induzida estimada, por exemplo, $k_U = 0,95$. Através do fluxo Φ determina-se o valor máximo de indução no entreferro $B_{d,máx}$, usado como valor inicial no cálculo iterativo.

$$B_{d,máx} = a_i \cdot \bar{B}_d = a_i \frac{\Phi \cdot j_d}{A_d} \quad (3.02)$$

A grandeza j_d considera a dispersão no entreferro; e A_d representa a área ideal do entreferro em (2.11), que contém o espraçamento do campo nos lados frontais do pacote de chapas. O fator de Carter será conhecido pela expressão (4.05).

A força eletromotriz no entreferro resulta em:

$$F_d = B_{d,máx} \cdot d \cdot \frac{k_{Ca1} \cdot k_{Ca2}}{m_0} = B_{d,max} \cdot \frac{k_{Ca} \cdot d}{m_0} \quad (3.03)$$

De acordo com [1] e [2], um comportamento senoidal do campo corresponde a um fator de achatamento $a_i = \frac{p}{2}$ empregado para uma distribuição do fluxo no espaço

totalmente senoidal, como valor inicial para a_i no cálculo iterativo. Entretanto, em motores cujo número de par de pólos é maior que um normalmente os dentes estão mais saturados que a coroa, de tal forma que o fator de achatamento admite um valor menor que $\frac{p}{2}$.

À medida que se vai aumentando as induções nos dentes muda também a distribuição do fluxo nos próprios dentes o que é refletido diretamente na distribuição do fluxo que cruza o entreferro. As componentes de 3^a, 5^a e 7^a harmônica aumentam as suas amplitudes o que provoca a mudança na distribuição do fluxo nos dentes e por conseqüência na área do entreferro.

A distribuição do fluxo, segundo [2], é muito mais função da força magneto motriz do que do seu valor de indução se diferentes materiais magnéticos forem comparados. Pelo entendimento da referência [2], por exemplo, para um mesmo aço magnético SAE1006/1008 se utilizarmos ele tratado ou não tratado teremos uma diferente distribuição espacial da indução no entreferro, já que o número de Ampères espiras muda drasticamente pela propriedade do tratamento térmico.

Nesta dissertação este fenômeno será considerado no momento do cálculo da amplitude da 3^a harmônica de saturação onde segundo [1] e [3], o fator que multiplica o fluxo da onda fundamental é determinado pelas relações de Ampères espiras dentre todas as partes que compõem o circuito magnético do motor de indução monofásico.

Neste caso, de acordo com [1], pode-se calcular o fator de achatamento através de uma fórmula de aproximação.

$$a_i = 0,11 \cdot \operatorname{sen} \left(\frac{B_{D1,máx} + B_{D2,máx}}{2,20} p \right) + 1,44 \quad (3.04)$$

A indução aparente máxima do dente e a indução aparente máxima da coroa são calculadas de modo análogo à máxima indução do entreferro.

$$B'_{D,máx} = a_i \frac{\Phi \cdot j_D}{A_D} \quad (3.05)$$

$$B'_{C,máx} = \frac{\Phi \cdot j_C}{2 \cdot A_C} \quad (3.06)$$

j_D e j_C são os fatores de dispersão para os dentes e a coroa. Em (3.06), o denominador é formado pelo dobro da área da coroa, pois o circuito magnético é composto de dois segmentos da coroa ligados em paralelo.

3.2 Indução magnética com dispersão pelo ar

Quanto mais o aço satura, mais o fluxo desvia uma parcela pelo ar nas vizinhanças do meio magnético. Isto ocorre na região dos dentes, desviado também para a ranhura, de modo que a indução aparente máxima $B'_{máx}$ é maior que a indução real máxima $B_{máx}$.

Para os dentes, de acordo com a Figura 3.1, pode-se escrever:

$$B'_{D,máx} A_D = B_{D,máx} \cdot A_D + \mu_0 H_D(B_{D,máx}) \cdot L_f \cdot \frac{N}{2p} [b_{r1} + b_{d1}(1 - k_{Fe})] \quad (3.07)$$

Dividindo-se (3.07) pela área dos dentes A_D , e resolvendo-a para $B_{D,máx}$, obtém-se a indução real máxima do dente:

$$B_{D,máx} = B'_{D,máx} - \mu_0 \left(\frac{t_{r1}}{b_{d1} \cdot k_{Fe}} - 1 \right) \cdot H_D(B_{D,máx}) \quad (3.08)$$

ou

$$B_{D,máx} = B'_{D,máx} - k_D \cdot H_D(B_{D,máx}) \quad (3.09)$$

Com o fator de compensação do dente:

$$k_D = \mu_0 \left(\frac{t_{r1}}{b_{d1} \cdot k_{Fe}} - 1 \right) \quad (3.10)$$

Na coroa, não existe a possibilidade de o fluxo desviar sobre a ranhura. Mas é feita uma consideração de que parte do raio superior da ranhura faz parte da coroa magnética com uma conseqüente redução no comprimento total do dente magnético.

$$B_{C,máx} = B'_{C,máx} - m_0 \left(\frac{1}{k_{Fe}} - 1 \right) \cdot H_C(B_{C,máx}) = B'_{C,máx} - k_C \cdot H_C(B_{C,máx}) \quad (3.11)$$

Com o fator de compensação da coroa, ilustrado na Figura 3.1:

$$k_C = m_0 \left(\frac{1}{k_{Fe}} - 1 \right) \quad (3.12)$$

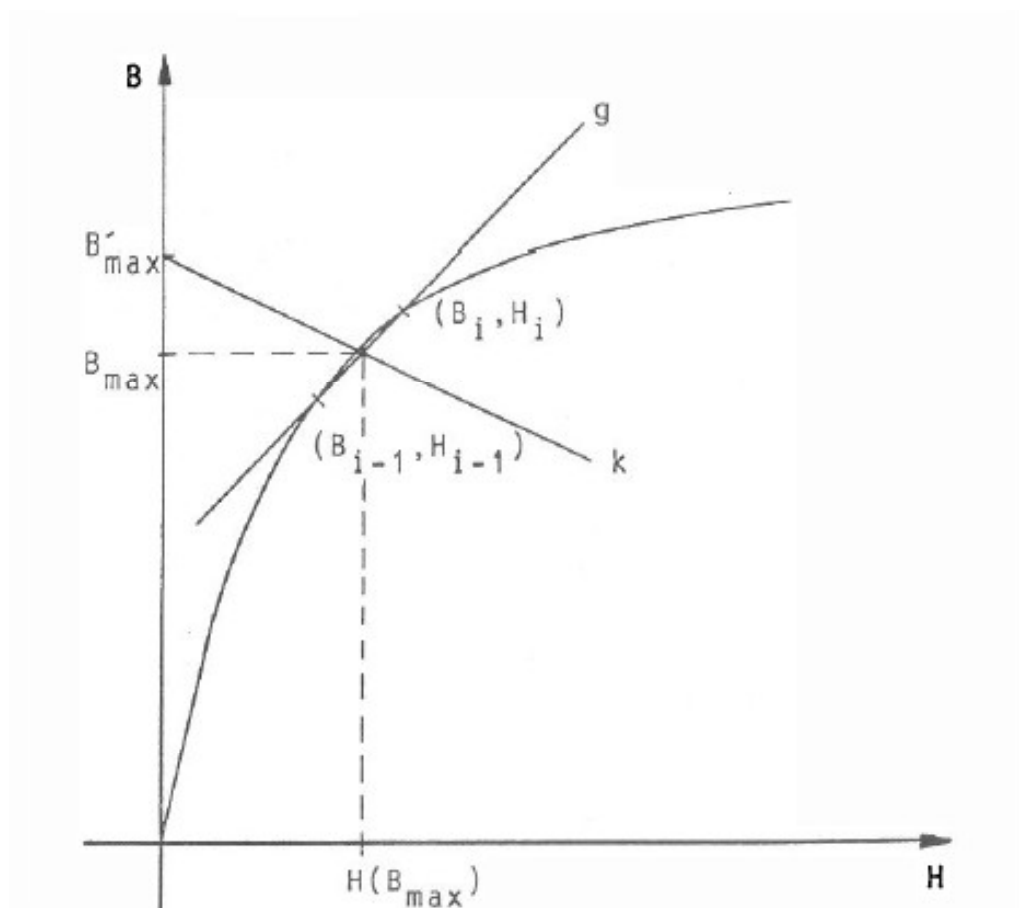


Figura 3.1 – Determinação do campo magnético $H(B_{máx})$ pela curva de magnetização

A intensidade do campo magnético $H(B_{máx})$ pode ser obtida da curva de magnetização.

Através do ponto de interseção da reta k_D ou k_C (genericamente k) com um segmento de reta g pode-se determinar a Intensidade de Campo magnético $H(B_{máx})$ conforme mostra a Figura 3.1.

$$g = \frac{B_i - B_{i-1}}{H_i - H_{i-1}} \quad (3.13)$$

$$H = \frac{B'_{m\acute{a}x} - B_{i-1} + H_{i-1} \cdot g}{g + k} \quad (3.14)$$

Deve-se observar que para os dentes é usada uma curva característica de magnetização diferente do que para a coroa, pois o fluxo na coroa possui valor máximo somente no eixo em quadratura que diminuindo no eixo direto.

A intensidade do campo magnético, multiplicada pelo respectivo comprimento de caminho, resulta na força magnetomotriz.

$$F_D = H_D \cdot h'_D \quad (3.15)$$

$$F_C = H_C \cdot l_C \quad (3.16)$$

Agora se pode calcular o fator de saturação k_s , que representa a relação entre a força magnetomotriz total e a força magnetomotriz no entreferro.

$$k_s = \frac{2(F_d + F_{D1} + F_{D2}) + F_{C1} + F_{C2}}{2F_d} \quad (3.17)$$

Com o auxílio de k_s determina-se também o comprimento efetivo do entreferro d'' que representa o entreferro magnético que é função da Intensidade de Campo ao qual é submetido o núcleo magnético. Ou seja, este entreferro é o seu valor mecânico corrigido pelo efeito das aberturas através dos fatores de Carter sobreposto ao efeito do fator de saturação magnética k_s .

$$d'' = d \cdot k_{Ca} \cdot k_s \cdot a_i \frac{2}{p} \quad (3.18)$$

Conhecidas todas as grandezas necessárias ao cálculo dos campos dos enrolamentos, de acordo com [1], determina-se a diferença entre a amplitude do campo fundamental

amortecido de enrolamento $B_{p,a}$ e a amplitude máxima (valor de pico) original da indução do entreferro $B_{d,máx}$. Se a diferença for maior que 1.0×10^{-5} T, então calcula-se o circuito magnético com um novo valor inicial para a indução máxima do entreferro $B_{d,máx}$.

3.3 Strombelag

Este termo está escrito na língua germânica apenas para manter a sua integralidade e porque o termo quando traduzido para a nossa língua portuguesa sempre é motivo de interpretações diversas dependendo do autor, queremos somente contribuir com um texto a partir da referência bibliográfica [2].

Partindo da definição da permeabilidade magnética temos que:

$$\mu_0 = \frac{B_p}{H_p} \quad (3.19)$$

De acordo com [2] o “Strombelag” é obtido pelo produto do número total de Ampères condutores totais do enrolamento dividido pelo perímetro do diâmetro interno do estator do motor de indução monofásico, onde nos motores monofásicos para cada enrolamento Principal e enrolamento Auxiliar temos para uma onda fundamental com p pares de pólo e uma dada corrente Principal seja Pr ou seja corrente Auxiliar Ax :

$$A_{p,Pr} = \frac{z'_{p,Pr} \cdot I_{Pr}}{p \cdot D_{il}} = H_{p,Pr} \quad (3.20)$$

$$A_{p,Ax} = \frac{z'_{p,Ax} \cdot I_{Ax}}{p \cdot D_{il}} = H_{p,Ax} \quad (3.21)$$

A tradução literal do termo “Strombelag” não se encontra nos dicionários técnicos.

Mas, isoladamente Strom = corrente, belag = revestimento no formato de uma capa, onde no conjunto podemos afirmar que “Strombelag” = é um revestimento com carga de corrente no entreferro do motor na direção do seu pacote pois as correntes circulam nos enrolamentos que estão dispostos axialmente na máquina elétrica.

Ampères condutores ou Ampères espiras por comprimento é uma Intensidade de Campo periférica linear de uma corrente qualquer, ou melhor, é o campo H_p dado em Ampère por metro linear do perímetro do motor de indução.

Multiplicando-se a “**Intensidade de Campo periférica linear da corrente**” pela permeabilidade magnética do ar, μ_0 pois estamos tratando do entreferro da máquina elétrica temos um vetor ortogonal que será a “**Densidade periférica linear da corrente**”, que é a densidade de campo denominada por B_p só que agora este vetor estará tangencial ao condutor que sem inclinação está tangencial ao diâmetro interno do motor.

$$B_{p,Pr} = \mu_0 \cdot A_{p,Pr} = \mu_0 \cdot H_{p,Pr} \quad (3.22)$$

$$B_{p,AX} = \mu_0 \cdot A_{p,AX} = \mu_0 \cdot H_{p,AX} \quad (3.23)$$

3.4 Conclusões

Nos motores assíncronos monofásicos de indução existe uma elevada queda de tensão no circuito equivalente devido a altos valores relativos das reatâncias e resistências destes motores de pequena potência.

Em função disto se faz necessário à utilização de fatores de dispersão que nada mais são do que fatores para representar a queda de tensão a fim de poder calibrar as correntes do ensaio versus o cálculo feito no programa GERVFELD.

O ideal seria acoplar o cálculo magnético à solução de cálculo do circuito equivalente em uma única rotina de programa, pois assim se calculariam as devidas quedas de tensões internas com base nos valores de corrente. Isto seria obtido em alguns cálculos iterativos até se obter a convergência, ou se obter um erro mínimo pré-estabelecido.

4 CIRCUITO EQUIVALENTE

4.1 Determinação das resistências e reatâncias

Aqui de acordo com [1], é utilizado o circuito equivalente em T, de acordo com a Figura 4.1 para o campo direto e como é ilustrado na Figura 4.2 para o campo reverso conhecido das máquinas assíncronas trifásicas. É acrescentada uma resistência elétrica R_{Fe} que introduz as perdas no ferro dos fluxos principal e de dispersão no estator.

Esta resistência das perdas no ferro por muitos autores é colocada em paralelo com a reatância de magnetização, mas de acordo com [1], foi colocada após a queda de tensão na resistência ôhmica do enrolamento do estator. As perdas no ferro na chapa do rotor são desprezadas em operação normal com baixo escorregamento devido à baixa frequência da Intensidade de Campo periférica linear da corrente fundamental do rotor e aqui não são consideradas as perdas de pulsação por altas frequências nos dentes do rotor.

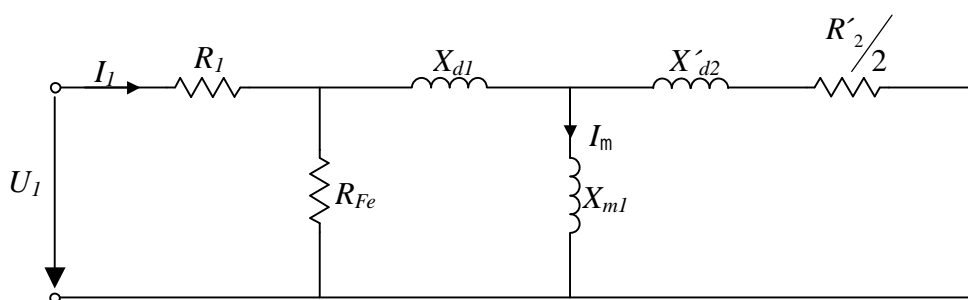


Figura 4.1 – Circuito Equivalente T no campo direto

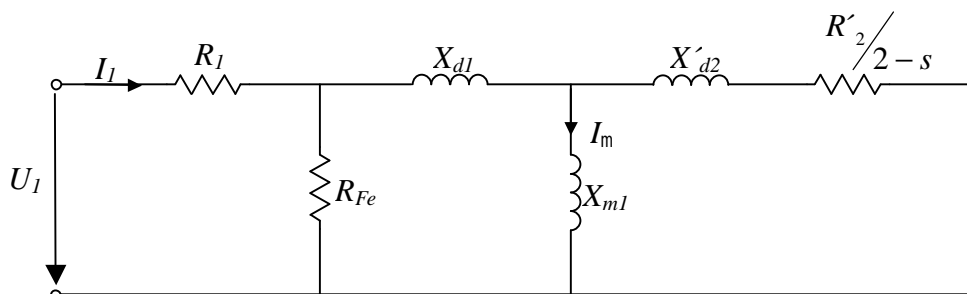


Figura 4.2 – Circuito Equivalente T no campo reverso

A resistência do estator é dada por:

$$R_1 = \frac{4 \cdot l_{cond}}{p \cdot S \cdot D_{cond}^2 \cdot a} \quad (4.01)$$

Com o comprimento total do condutor l_{cond} de (2.54) e (2.56), a condutividade específica S e o número de condutores paralelos a .

A reatância de magnetização ou reatância útil, X_{m1} representa, no circuito equivalente, a indutância causadora do campo fundamental.

$$X_{m1} = 4m_0 \cdot f_1 \frac{L_f \cdot D_{il}}{k_{Ca} \cdot k_s \cdot d} \left(W_p \frac{x_p}{p} \right)^2 \quad (4.02)$$

ou como o número de condutores é o dobro do número de espiras, que dá 1/4:

$$X_{m1} = m_0 \cdot f_1 \frac{L_f \cdot D_{il}}{k_{Ca} \cdot k_s \cdot d} \left(\frac{z'_p}{p} \right)^2 \quad (4.03)$$

$$\text{Para o fator de Carter vale } k_{Ca} = k_{Ca1} \cdot k_{Ca2} \quad (4.04)$$

$$k_{Ca} = \left[\frac{t_{r1}}{t_{r1} - \frac{b_{o1}^2}{5d + b_{o1}}} \right] \left[\frac{t_{r2}}{t_{r2} - \frac{b_{o2}^2}{5d + b_{o2}}} \right] \quad (4.05)$$

O cálculo do fator de saturação k_s é esclarecido no Capítulo 3.

A reatância de dispersão X_{dl} do estator é composta da reatância de dispersão da ranhura X_{dr1} , da reatância de dispersão da cabeça de bobina (parte frontal do estator) X_{dcb1} e da reatância de dispersão do campo harmônico X_{dhl} .

Para o cálculo da reatância de dispersão da ranhura, divide-se a ranhura em quatro partes segundo [1]. Para cada região da ranhura, calcula-se um coeficiente de permeância. A soma dos quatro valores do coeficiente de permeância resulta no valor total de:

$$l_{r1} = l_{r1,1} + l_{r1,2} + l_{r1,3} + l_{r1,4} \quad (4.06)$$

Região de abertura da ranhura:

$$l_{r1,1} = \frac{h_{01}}{b_{01}} \quad (4.07)$$

Região da cabeça do dente:

$$l_{r1,2} = \frac{2,3 \cdot h_{11}}{b_{11} + b_{01}} \quad \text{para o formato de ranhura do tipo 2 e 3} \quad (4.08)$$

$$l_{r1,2} = 0,667 \quad \text{para o formato de ranhura do tipo 1} \quad (4.09)$$

Região média da ranhura:

$$l_{r1,3} = \frac{h_{r01}}{3b_{11}} \quad (4.10)$$

Região do fundo da ranhura

$$l_{r1,4} = 0,333 \quad \text{para o formato de ranhura do tipo 2 e 3} \quad (4.11)$$

$$l_{r1,4} = 0 \quad \text{para o formato de ranhura do tipo 1} \quad (4.12)$$

De acordo com a referência [1], com o valor total do coeficiente de permeância pode-se agora determinar a reatância de dispersão da ranhura:

$$X_{dr1} = 2p \cdot m_0 \cdot f_1 \frac{2 \cdot W_p^2}{p} (L_f + 2 \cdot d) \frac{l_{r1}}{q} \quad (4.13)$$

Para o cálculo da reatância de cabeça de bobina além do número de espiras do enrolamento influencia a distância média entre o centro da bobina no seu contorno que está bem afastado da face do pacote em relação ao centro geométrico do anel do rotor.

A equação para reatância de dispersão da cabeça de bobina X_{dcb1} resulta em:

$$X_{dcb1} = 4m_0 \cdot f_1 \frac{l_R}{p} (z_p \cdot x_p)^2 \quad (4.14)$$

$$X_{dcb1} = 4m_0 \cdot f_1 \frac{l_R}{p} z_p^2 \quad (4.15)$$

l_R indica a distância entre o anel de curto-circuito da gaiola do rotor e a cabeça do enrolamento do estator, como é mostrado pela Figura 4.3.

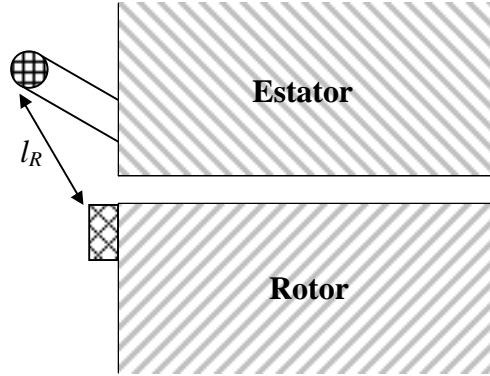


Figura 4.3 – Distância entre a cabeça de bobina e o anel de curto-circuito

Como última parte da dispersão do estator deve ser determinada a reatância de dispersão do campo harmônico X_{dh1} . Para isto calcula-se o coeficiente de permeância da dispersão duplamente concatenado d_{h1} , de acordo com [1]:

$$d_{h1} = \frac{X_{dh1}}{X_{m1}} \quad (4.16)$$

Neste fator de dispersão devem entrar todas as ondas harmônicas, referidas ao campo fundamental, que não são abordadas diretamente no método de cálculo. Incluem-se aí, todos os campos, com exceção da fundamental do campo direto e da fundamental do campo reverso.

$$d_{h1} = \sum_{v \neq p} \left(\frac{B_v}{B_p} \right)^2 \quad (4.17)$$

O fator de dispersão assim calculado, segundo [1] não permite sua exata distribuição entre os dois enrolamentos, principalmente quando as forças magnetomotrizes de enrolamento apresentam diferenças maiores.

Como na escolha correta da capacitância, também aqui as ondas do campo reverso não têm muita influência na maioria dos pontos de operação em comparação com as ondas do campo direto, então o fator de dispersão do campo harmônico é determinado separadamente para cada enrolamento, considerando-se somente as ondas de indução do campo direto:

$$d_{hPr} = \sum_v \left(\frac{z'_{v,Pr} \cdot |p|}{z'_{p,Pr} \cdot |h|} \right)^2 \quad (4.18)$$

$$d_{hAx} = \sum_v \left(\frac{z'_{v,Ax} \cdot |p|}{z'_{p,Ax} \cdot |h|} \right)^2 \quad (4.19)$$

Para todo $v = p(1 + 2g)$ e $g = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \pm 4, \pm 5, \dots$

A reatância de dispersão total do estator resulta em:

$$X_{d1} = X_{dr1} + X_{dcb1} + d_{h1} \cdot X_{m1} \quad (4.20)$$

Na dispersão do rotor entram somente a dispersão de ranhura, a dispersão pela inclinação da ranhura e a dispersão duplamente concatenada da gaiola.

O fluxo de dispersão, causado pelos anéis de curto-circuito, é desprezado.

A reatância de dispersão de ranhura é calculada por:

$$X_{dr2} = 2p \cdot m_0 \cdot f_1(L_b + 2d) \cdot l_{r2} \quad (4.21)$$

Onde L_b representa o comprimento da barra aumentado, devido à inclinação.

Para a determinação do valor de dispersão l_{r2} , divide-se a ranhura novamente em quatro partes, resultando a soma dos quatro valores de dispersão no valor total de dispersão:

$$l_{r2} = l_{r2,1} + l_{r2,2} + l_{r2,3} + l_{r2,4} \quad (4.22)$$

Região de abertura da ranhura:

$$l_{r2,1} = \frac{h_{02}}{3b_{02}} \quad (4.23)$$

Região da cabeça do dente:

$$l_{r2,2} = \frac{h_{r02}}{3b_{02}} \quad \text{para formas de ranhura tipos 2 e 3} \quad (4.24)$$

$$l_{r2,2} = 0,333 \quad \text{para fora de ranhura tipo 1} \quad (4.25)$$

Região média da ranhura:

$$l_{r2,3} = \frac{h_{r02}}{3b_{12}} \quad (4.26)$$

Região do fundo de ranhura:

$$l_{r2,4} = 0,333 \quad \text{para forma de ranhuras tipos 1 e 2} \quad (4.27)$$

$$l_{r2,4} = 0 \quad \text{para forma de ranhura tipo 3} \quad (4.28)$$

A dispersão duplamente concatenada do rotor introduz os campos residuais rotóricos do campo fundamental no circuito equivalente.

Através das componentes simétricas, o coeficiente de dispersão duplamente concatenada segundo [1] pode ser expresso por:

$$d_{h,gaiola} = \left[\frac{p \frac{p}{N_2}}{\sin\left(p \frac{p}{N_2}\right)} \right]^2 - 1 \quad (4.29)$$

Multiplicando-se este coeficiente pela reatância principal, resulta a reatância de dispersão de campo harmônico do rotor referida ao estator:

$$X'_{dh2} = d_{h,gaiola} \cdot X_{m1} \quad (4.30)$$

De acordo com [1] pela introdução do fator de Carter k_{Ca} pode-se considerar a influência do ranhuramento.

$$d_{h,gaiola} = \left[\frac{\frac{p \cdot p}{k_{Ca} \cdot N_2}}{\text{sen}\left(\frac{p \cdot p}{k_{Ca} \cdot N_2}\right)} \right]^2 - 1 \quad (4.31)$$

Freqüentemente introduz-se o efeito da inclinação do rotor através da colocação do fator de inclinação no denominador do coeficiente de dispersão do campo harmônico.

Devido à inclinação do rotor diminui o acoplamento das ondas de indução harmônicas do estator com o rotor e vice-versa assim como se diminuem as amplitudes dos campos harmônicos.

A reação dos campos do estator sobre o enrolamento do estator e dos campos do rotor sobre a gaiola permanece inalterada.

A reatância principal reduzida pode ser convertida em uma dispersão maior, de maneira que resulta o seguinte fator de dispersão de onda harmônica.

$$d_{h,gaiola} = \left[\frac{\frac{p \cdot p}{k_{ca} \cdot N_2}}{x_{incl,p} \cdot \text{sen}\left(\frac{p \cdot p}{k_{Ca} \cdot N_2}\right)} \right]^2 - 1 \quad (4.32)$$

A reatância de dispersão total do rotor, referida ao estator, é dada por:

$$X'_{d2} = X_{dr2} \frac{2}{N_2} \left(\frac{z'_p}{x_{incl,p}} \right)^2 + d_{h,gaiola} \cdot X_{m1} \quad (4.33)$$

A resistência do rotor R_2 compõe-se da resistência da barra R_b e da resistência de um segmento de anel R_{an} que deve ser referida à barra conforme (4.34).

$$R_2 = R_b + \frac{R_{an}}{2 \operatorname{sen}^2 \left(p \frac{p}{N_2} \right)} \quad (4.34)$$

Onde:

$$R_b = \frac{L_b}{S \cdot A_{bar}} \quad (3.35)$$

e

$$R_{an} = \frac{p \cdot D_{an}}{N_2 \cdot S \cdot A_{an}} \quad (3.36)$$

No circuito equivalente necessita-se da resistência do rotor referida ao enrolamento do estator, dada pela expressão (4.37):

$$R'_2 = R_2 \frac{2}{N_2} \left(\frac{z'_p}{x_{incl,p}} \right)^2 \quad (4.37)$$

As resistências efetivas do estator e do rotor devem ser corrigidas para a temperatura de operação através do seguinte fator:

$$R_q(Tq) = R_f(Ta) \frac{234,5 + Tq}{234,5 + Ta} \text{ para o fio de cobre eletrolítico} \quad (4.38a)$$

$$R_q(Tq) = R_f(Ta) \frac{225,0 + Tq}{225,0 + Ta} \text{ para o fio de alumínio com IACS} = 62\% \quad (4.38b)$$

$$R_q(Tq) = R_f(Ta) \frac{218,0 + Tq}{218,0 + Ta} \text{ para o alumínio injetado IACS} = 52\% \quad (4.38c)$$

Resta determinar a resistência elétrica relativa às perdas no ferro. Para isto calculam-se as perdas totais do aço magnético de acordo com a referência [2], onde se incluem as perdas por correntes parasitas, perdas por ciclo de histerese e perdas anômalas no pacote de chapas do estator. As perdas são calculadas a partir do valor unitário de perdas na indução de 1,0 Tesla em 60 Hz.

$$P_{Fe} = S_{wk} \left(\frac{f_1}{60} \right)^{1,5} \cdot g \cdot k_{Fe} \cdot L_f \left(1,5 \cdot \frac{B_{c1}^{(B_{c1}+1)}}{1,00} \cdot 2p \cdot l_{c1} \cdot h_{c1} + 3 \cdot \frac{B_{d1}^{(B_{d1}+1)}}{1,00} \cdot d_{d1} \cdot h_{d1} \cdot N_1 \right) \quad (4.39)$$

Através das perdas no ferro pode-se calcular a resistência elétrica relativa às perdas no ferro, desprezando-se a queda de tensão na impedância primária.

$$R_{Fe} = \frac{U_{R_{Fe}}^2}{P_{Fe}} \cong \frac{[(j_{c1} + j_{d1}) \cdot U_N / 2]^2}{P_{Fe}} \quad (4.40)$$

4.2 Cálculo das tensões e correntes

De acordo com [1], como os motores de indução monofásicos podem ter dois campos simétricos somente em um ponto de operação, deve-se levar em consideração o campo reverso. Isto leva a um circuito equivalente para o campo direto e um para o campo reverso. Como é mostrado na Figura 4.1 para o campo direto com escorregamento s e para o campo reverso na Figura 4.2 com escorregamento $(2-s)$.

A diferença entre eles está na impedância do rotor, pois o campo reverso tem escorregamento $s_{Lv} = 2 - s$, e o campo direto tem escorregamento $s_{Dx} = s$.

De onde resultam as seguintes impedâncias: paralelas do circuito rotórico e reatância principal para campo direto (índice Dx) e campo reverso (índice Lv).

$$Z_{Pr,Dx} = \frac{jX_{m1} \left(\frac{R'_2}{s} + jX'_{d2} \right)}{\frac{R'_2}{s} + j(X_{m1} + X'_{d2})} \quad (4.41)$$

$$Z_{Pr, Lv} = \frac{jX_{m1} \left(\frac{R'_2}{2-s} + jX'_{d2} \right)}{\frac{R'_2}{2-s} + j(X_{m1} + X'_{d2})} \quad (4.42)$$

As impedâncias totais de um enrolamento são:

$$Z_{Dx} = R_1 + \frac{(Z_{p+} + jX_{d1})R_{Fe}}{Z_{p+} + R_{Fe} + jX_{d1}} \quad (4.43)$$

$$Z_{Lv} = R_1 + \frac{(Z_{p-} + jX_{d1})R_{Fe}}{Z_{p-} + R_{Fe} + jX_{d1}} \quad (4.44)$$

As impedâncias Z_{Dx} e Z_{Lv} permitem a conversão nas respectivas admitâncias:

$$Y_{Dx} = \frac{1}{Z_{Dx}} \quad (4.45a)$$

$$Y_{Lv} = \frac{1}{Z_{Lv}} \quad (4.45b)$$

Se um motor for construído com enrolamentos quase-simétricos (número de espiras quase iguais para cada enrolamento) ou enrolamentos assimétricos (número de ranhuras por pólo por fase diferente para cada enrolamento), então o enrolamento auxiliar deverá ser convertido para o enrolamento principal. Isto ocorre com a relação de conversão c_e :

$$c_e = \frac{W_{p,Pr} \cdot X_{p,Pr}}{W_{p,Ax} \cdot X_{p,Ax}} = \frac{z_{p,Pr} \cdot X_{p,Pr}}{z_{p,Ax} \cdot X_{p,Ax}} = \frac{z'_{p,Pr}}{z'_{p,Ax}} \quad (4.46)$$

Em enrolamentos assimétricos, calcula-se ainda a impedância complexa imaginária:

$$R_{Ax} + jX_{dAx} - (R_{Pr} + jX_{dPr}) / c_e^2 \quad \text{em série com o enrolamento auxiliar.}$$

Esta componente complexa é nula para enrolamentos simétricos e quase-simétricos, de maneira que pode ser incluída, para todos os enrolamentos, na equação da admitância total em série referida ao enrolamento principal.

$$Y'_r = \frac{1}{(R_{Ax} c_e^2 - R_{Pr}) + j \left[c_e \left(X_{dAx} - \frac{1}{2pf_1 C} \right) - X_{dPr} \right]} \quad (4.47)$$

Conhecidas as admitâncias, pode-se determinar as componentes do campo direto e as componentes do campo reverso das correntes dos enrolamentos:

$$I_{Dx} = U_{Dx} \cdot Y_{Dx} \quad (4.48)$$

$$I_{Lv} = U_{Lv} \cdot Y_{Lv} \quad (4.49)$$

Também a tensão nominal se divide em duas componentes simétricas:

$$U_{Dx} = \frac{U_N \cdot B}{2A} \quad (4.50)$$

$$U_{Lv} = \frac{U_N \cdot C}{2A} \quad (4.51)$$

A , B e C são vetores auxiliares, compostos pelos três valores de admitância anteriormente citados, dados por:

$$B = Y_{Lv} + Y'_r - jc_e Y'_r \quad (4.52)$$

$$C = Y_{Dx} + Y'_r + jc_e Y'_r \quad (4.53)$$

$$A = \frac{B + C}{2} \quad (4.54)$$

As correntes no enrolamento Principal e no enrolamento Auxiliar valem:

$$I_{Pr} = I_{Dx} + I_{Lv} \quad (4.55)$$

$$I_{Ax} = jc_e(I_{Dx} - I_{Lv}) \quad (4.56)$$

Para o cálculo das correntes de magnetização I_{mPr} e I_{mAx} necessitam-se das componentes do campo direto e do campo reverso da tensão induzida.

$$U_{i,Dx} = U_{Fe,Dx} - jX_{d1} \left(I_{Dx} - \frac{U_{Fe,Dx}}{R_{Fe}} \right) \quad (4.57)$$

$$U_{i,Lv} = U_{Fe,Lv} - jX_{d1} \left(I_{Lv} - \frac{U_{Fe,Lv}}{R_{Fe}} \right) \quad (4.58)$$

As duas componentes de tensão na “resistência elétrica” relativas às perdas no ferro resultam do circuito equivalente em:

$$U_{Fe,Dx} = U_{Dx} - R_1 \cdot I_{Dx} \quad (4.59)$$

$$U_{Fe,Lv} = U_{Lv} - R_1 \cdot I_{Lv} \quad (4.60)$$

Com a ajuda da reatância de magnetização X_{m1} podem-se calcular as componentes simétricas das correntes de magnetização.

$$I_{m,Dx} = \frac{U_{i,Dx}}{X_{m1}} \quad (4.61)$$

$$I_{m,Lv} = \frac{U_{i,Lv}}{X_{m1}} \quad (4.62)$$

As correntes de magnetização dos dois enrolamentos são determinadas de maneira análoga à determinação da corrente no enrolamento Principal e no enrolamento Auxiliar:

$$I_{m,Pr} = I_{m,Dx} + I_{m,Lv} \quad (4.63)$$

$$I_{m,Ax} = j c_e (I_{m,Dx} - I_{m,Lv}) \quad (4.64)$$

4.3 Conclusões

Uma deficiência do programa de cálculo é que foi previsto somente um tamanho de ranhura como entrada de dados para o estator que na maioria dos motores monofásicos em lâminas com corte econômico apresentam de 2 a 3 diferentes tipos de ranhuras.

O cálculo dos fatores de Carter poderia ser feito de acordo com [2], que representa uma expressão mais exata.

Para o cálculo das perdas totais no ferro foi utilizada a referência [2] que considera um maior efeito do encruamento sobre os dentes do que em relação à coroa do estator. Quanto à correção das perdas no ferro, levando-se em conta o nível de indução magnética do dente e da coroa do estator, está baseada no conceito que embora as perdas anômalas variem com o valor da frequência elevado ao expoente 1,5 as perdas totais crescem com um expoente que varia linearmente com o nível de indução quando referenciado a 1,0 Tesla. Na direção oposta, próximo ao ponto de desmagnetização, a variação tende a uma relação linear com a indução magnética próxima ao ponto de desmagnetização total do aço magnético.

5 CAMPOS HARMÔNICOS DE INDUÇÃO

5.1 Introdução

Os campos de indução aqui apresentados serão divididos em cinco diferentes grupos sempre para campos harmônicos da bobina principal e campos harmônicos da bobina auxiliar de acordo com a causa física que são:

- campos harmônicos do enrolamento Principal e Auxiliar;
- campos harmônicos produzidos pelas ranhuras do estator;
- campos harmônicos de saturação da indução nos dentes;
- campos harmônicos da excentricidade estática e dinâmica;
- campos harmônicos residuais gerados no Rotor e refletidos para o Estator.

Este capítulo apresenta as equações de acordo com [1], com base na teoria dos campos girantes onde cada campo é decomposto em uma componente de campo direto e uma outra componente de campo reverso cada uma com a metade da amplitude do campo da sua origem.

Todos os campos harmônicos do estator são apresentados com seus valores de número de pólos do sinal gerado ν , número de pólos do sinal de origem ν_o , amplitude da indução magnética $B_{\nu,a}$, frequência do sinal gerado f_ν , ângulo de fase desta amplitude de indução ϕ_ν , fator de modulação da inclinação b_ν , fator de amortecimento do rotor para o sinal gerado a_ν , e uma indicação do tipo de fonte geradora. Nos campos harmônicos de estator o número de pólos do sinal gerado ν , e o número de pólos do sinal de origem ν_o , sempre são iguais, pois a geração do sinal ocorre na origem. O fator de modulação da inclinação b_ν , no estator sempre será nulo, pois se assume que as ranhuras do estator sempre estão paralelas a linha de eixo do motor.

Para os campos harmônicos do rotor são apresentados com seus valores de número de pólos do sinal gerado m , número de pólos do sinal de origem $\nu = \nu_o$ ou m_o , amplitude da indução magnética $B_{m,a}$, frequência do sinal gerado f_m , ângulo de fase desta amplitude ϕ_m , fator de modulação da inclinação b_m , fator de amortecimento do rotor para o sinal gerado a_m , e uma indicação do tipo de fonte geradora.

5.2 Campos harmônicos do enrolamento Principal e Auxiliar

Será desenvolvida a análise pela “teoria dos campos girantes”, para dois enrolamentos de um motor de indução monofásico sob tensão alternada, onde cada enrolamento produz, seja o principal ou o auxiliar, através de sua força magnetomotriz alternada, campos de indução de diferentes números de pares de pólos.

$$i_{Pr}(t) = \sqrt{2}I_{Pr} \sin(\omega_1 \cdot t + j_{Pr}) \quad (5.01)$$

$$i_{Ax}(t) = \sqrt{2}I_{Ax} \sin(\omega_1 \cdot t + j_{Ax}) \quad (5.02)$$

$$b_{v,e,Pr}(x,t) = B_{v,Pr} \cos(v \cdot x) \cos(\omega_1 \cdot t + j_{Pr}) \quad (5.03)$$

$$b_{v,e,Ax}(x,t) = B_{v,Ax} \cos(v \cdot x) \cos(\omega_1 \cdot t + j_{Ax}) \quad (5.04)$$

Onde Pr diz respeito ao enrolamento Principal, Ax ao enrolamento Auxiliar.

Para $v = p(1 + 2g)$ com $g = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$

Cada um destes campos alternados segundo [1] pode ser decomposto em um campo girante de mesmo sentido (campo direto) e um de sentido contrário (campo reverso), referidos ao sentido de rotação do motor, com metade da amplitude do campo original.

$$b_{v,e,Pr}(x,t) \begin{cases} b_{v,Pr}(x,t) = \frac{B_{v,Pr}}{2} \cos(v \cdot x - \omega_1 \cdot t - j_{Pr}) \\ b_{-v,Pr}(x,t) = \frac{B_{v,Pr}}{2} \cos(-v \cdot x - \omega_1 \cdot t - j_{Pr}) \end{cases} \quad (5.05)$$

$$(5.06)$$

$$b_{v,e,Ax}(x,t) \begin{cases} b_{v,Ax}(x,t) = \frac{B_{v,Ax}}{2} \cos\left(v \cdot x + \frac{vp}{2p} - \omega_1 \cdot t - j_{Ax}\right) \\ b_{-v,Ax}(x,t) = \frac{B_{v,Ax}}{2} \cos\left(-v \cdot x - \frac{vp}{2p} - \omega_1 \cdot t - j_{Ax}\right) \end{cases} \quad (5.07)$$

$$(5.08)$$

Para $v = p(1 + 2g)$, com $g = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \pm 4, \pm 5, \dots$ temos que:

$$b_{v,Pr}(x,t) = \frac{B_{v,Pr}}{2} \cos(v \cdot x - w_1 \cdot t - j_{Pr}) \quad (5.09)$$

$$b_{v,Ax}(x,t) = \frac{B_{v,Ax}}{2} \cos\left(v \cdot x + \frac{vp}{2p} - w_1 \cdot t - j_{Ax}\right) \quad (5.10)$$

Sempre para os mesmos valores de $v = p(1 + 2g)$, com $g = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \pm 4, \pm 5, \dots$

Os dois campos girantes (principal e auxiliar) de mesmo sentido (campo direto) e os dois campos girantes (principal e auxiliar) de sentido contrário (campo reverso), de um número de par de pólos, representados por vetores no plano complexo, podem, respectivamente, ser somados geometricamente, pois giram com a mesma velocidade angular e não mudam sua posição entre si. Assim obtêm-se, para cada número de par de pólos, dois vetores de campo girante resultantes, que giram em sentidos opostos. A adição destes dois vetores de campo girante, em cada momento de um período, leva ao vetor do campo resultante, que muda seu comprimento e sua velocidade durante uma rotação (giro de uma volta). Daí resulta um campo girante elíptico, conforme mostra a Figura 5.1.

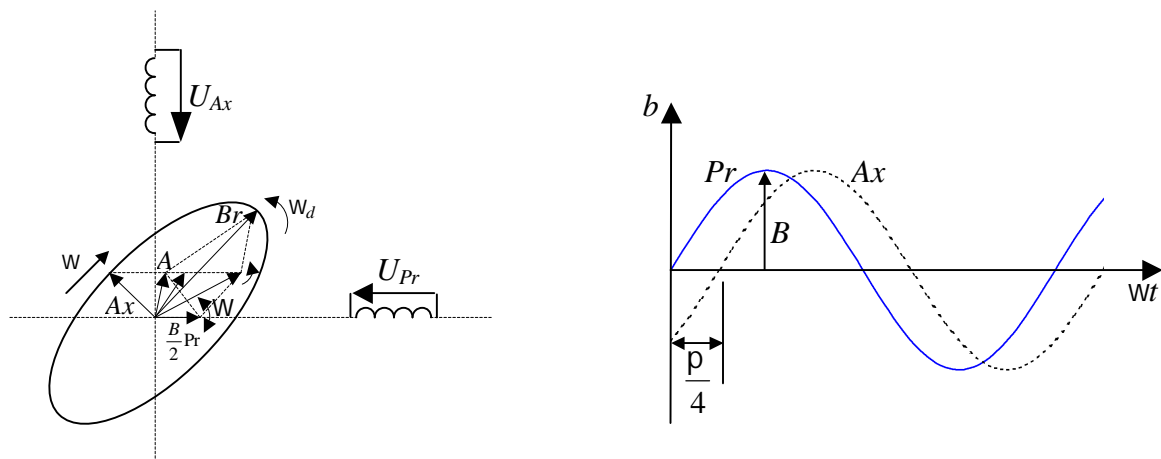


Figura 5.1 – Formação do campo girante elíptico de um MIM

Ajustando as tensões alternadas nos dois enrolamentos de tal forma que as amplitudes das forças magnetomotriz do enrolamento principal e do enrolamento auxiliar se igualem e

possuam uma defasagem de 90° , então a metade do campo girante reverso de um enrolamento se anula contra a outra metade do outro enrolamento. Resta um espectro de campo com os números de pares de pólos $\nu = p(1 + 4g)$, com $g = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \pm 4, \pm 5, \dots$. O vetor do campo resultante, de um número de par de pólos, é formado, neste caso, somente pelos dois campos girantes de um sentido de rotação (campo direto), de modo que resulta um campo girante circular, conforme mostra a Figura 5.2.

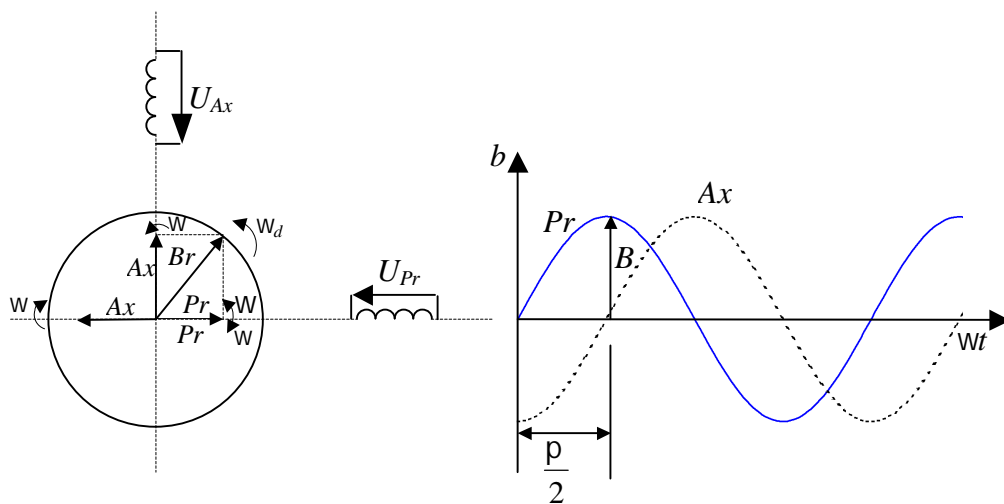


Figura 5.2 – Formação do campo girante circular de um MIM

Este ponto de operação é designado por operação simétrica. Um motor com uma impedância série constante, que deve possuir uma componente capacitiva, permite simetria somente para um único ponto de operação. Na prática os enrolamentos simétricos de um motor são feitos de tal forma que somente precisa ser ligado um capacitor permanente em série com o enrolamento auxiliar. Já que um motor monofásico assíncrono funciona assimetricamente nos outros pontos de operação, também se deve levar em consideração o campo reverso com os campos dos números de pares de pólos $\nu = -p(1 + 2g)$.

A amplitude dos campos alternados de acordo com [1], resulta sob consideração do ranhuramento discreto através do fator de enrolamento x_v , e sob consideração de uma força magnetomotriz distribuída sobre a abertura da ranhura através do fator d_v , em:

$$B_v = \frac{m_0}{d} \frac{2}{p} \sqrt{2} \frac{x_v}{\nu} n_e \cdot I_1 \cdot d_v \quad (5.11)$$

$$d_v = \frac{\text{sen}\left(v \frac{p \cdot b_{01}}{t_{n1} \cdot N_1}\right)}{v \frac{p \cdot b_{01}}{t_{n1} \cdot N_1}} = \frac{\text{sen}\left[v \frac{b_{01}}{D_{i1}}\right]}{v \frac{b_{01}}{D_{i1}}} \quad (5.12)$$

Onde d_v é o fator de abertura das ranhuras do estator calculado com b_{01} e N_1 .

Como já foi mostrado em (2.60) e de acordo com [1], o fator de enrolamento x_v e o número de espiras n_e podem ser substituídos pelo número de condutores efetivo z'_v , de modo que se obtém:

$$B_v = \frac{m_0}{d''} \frac{\sqrt{2}}{p} \frac{z'_v}{v} I_1 \cdot d_v \quad (5.13)$$

O elemento d'' é o entreferro efetivo, cujo cálculo é objeto de estudo no Capítulo 3.

A variável I_1 representa a corrente circulante no enrolamento, em um determinado ponto de operação.

O campo girante b_v induz tensões nas barras do rotor. As correntes daí resultantes produzem um campo de número de par de pólos $m = v + g_2 N_2$, com $g_2 = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \pm 4, \pm 5 \dots$. Os campos residuais do rotor são tratados no item 3.6.

O campo do rotor, de número de par de pólos $m = v$, tem efeito contrário à causa, ou seja, ao campo do estator b_v . Este amortecimento do campo do estator pelo campo do rotor é representado pelo fator complexo de amortecimento a_v .

Segundo [1], [3] e [4] multiplicando o campo não amortecido b_v , representado como vetor no plano complexo, pelo fator de amortecimento complexo a_v , resulta então o campo amortecido $b_{v,a}$.

$$a_v = a_v + j d_v \quad (5.14)$$

$$a_v = 1 - \frac{sv^2}{R_v^2 + sv^2} \frac{X_{2Tv}^2 X_{incl,v}^2}{1 + S_{gRv}} \quad (5.15)$$

$$d_v = a_v - 1 = - \frac{sv^2}{R_v^2 + sv^2} \frac{X_{2Tv}^2 X_{incl,v}^2}{1 + S_{gRv}} \quad (5.16)$$

O fator de inclinação de acordo com [1], [3] e [4] é dado por:

$$x_{incl,v} = \frac{\text{sen}\left(v \frac{g}{2}\right)}{v \frac{g}{2}} \quad \text{para } (v \cdot g/2) > 0 \quad (5.17a)$$

$$x_{incl,v} = 1 \quad \text{para } (v \cdot g/2) = 0 \quad (5.17b)$$

Onde g é o ângulo radial da inclinação de uma face do pacote sobre a outra face.

Para o valor de k' em (5.19) pode ser empregado o valor inverso do fator de Carter do rotor k_{Ca2} , ou seja, $k' = 1 / k_{Ca2}$.

$$k_{Ca2} = \frac{t_{r2}}{t_{r2} - \frac{b_{02}}{5d + b_{02}}} \quad (5.18)$$

O fator de Taegen x_{2Tv} segundo [1] é obtido por:

$$x_{2Tv} = \frac{\text{sen}\left(\frac{v \cdot k' \cdot p}{N_2}\right)}{\frac{v \cdot k' \cdot p}{N_2}} = \frac{\text{sen}\left(\frac{v \cdot p}{k_{Ca2} \cdot N_2}\right)}{\frac{v \cdot p}{k_{Ca2} \cdot N_2}} \quad (5.19)$$

Obtém-se o escorregamento do campo harmônico denominado s_v .

$$s_v = \frac{W_v}{W_1} \frac{v}{p} (1 - s) \quad (5.20)$$

O coeficiente geométrico de dispersão do rotor S_{gRv} resulta da relação entre a indutância de dispersão de uma malha do rotor, referida ao anel de curto-circuito, e a indutância própria LL da malha.

$$S_{gRv} = \frac{L_{S_{gRv}}}{LL} \quad (5.21)$$

A indutância própria de uma malha do rotor, composta por duas barras vizinhas e os segmentos de anel de ligação das barras, é calculada por:

$$LL = \mu_0 \frac{p \cdot D_{il} \cdot l_f}{N_2 \cdot d''} \quad (5.22)$$

A indutância de dispersão numa malha L_{sgRv} segundo [1] é composta pela indutância de dois segmentos de anéis L_{sa} em série e pela indutância de dispersão da barra L_{sb} .

$$L_{sgRv} = 2L_{sa} + L_{sb} \left[2 \cdot \sin \left(\frac{p \cdot v}{N_2} \right) \right]^2 \quad (5.23)$$

$$L_{sa} \cong 0,37 m_0 \frac{p \cdot D_{i1}}{N_2} \quad (5.24)$$

$$L_{sb} = m_0 L_b \left(\frac{h_{02}}{b_{02}} + k_x \frac{h_{r02}}{3b_{n2}} \right) \quad (5.25)$$

Onde k_x é o efeito pelicular da corrente sobre a permeância da ranhura.

O fator $\left[2 \cdot \sin \left(\frac{p \cdot v}{N_2} \right) \right]^2$ refere-se à dispersão da barra em relação ao anel.

Como podemos ter efeito pelicular para o campo reverso devido à assimetria que pode ocorrer em diferentes de carga ou até em vazio e função dos campos harmônicos está previsto o cálculo do efeito pelicular kr em motores de indução monofásicos.

Resta definir a resistência elétrica referida R_v , onde R_{Rv} é valor numa malha do rotor.

$$R_v = \frac{R_{Rv}}{w_1 \cdot LL \cdot (1 + S_{gRv})} \quad (5.26)$$

$$R_{Rv} = 2R_{an} + k_r \cdot R_b \left[2 \cdot \sin \left(v \frac{p}{N_2} \right) \right]^2 \quad (5.27)$$

R_{an} é a resistência de um segmento do anel e R_b é a resistência da barra referida ao anel, desprezando-se o efeito pelicular da corrente.

$$R_{an} = r_{an} \frac{p \cdot D_{an}}{q_{an} \cdot N_2} \quad (5.28)$$

$$R_b = r_b \frac{l_f}{q_b} \quad (5.29)$$

5.3 Campos harmônicos produzidos pelas ranhuras do estator

Os campos harmônicos de ranhura do estator segundo [1], [3] e [4] possuem os números de pares de pólos pela seqüência $v = p + g \cdot N_1$, com $g = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \pm 4, \pm 5, \dots$

Os campos harmônicos produzidos pelas ranhuras do estator induzem tensões, com frequência de rede, ou seja, a sua velocidade é $w_v = w_1 = 2pf_1$, no enrolamento do rotor, da mesma forma que os campos harmônicos de enrolamento do estator.

Aos campos harmônicos de enrolamento sobrepõe-se o respectivo campo harmônico de ranhura, cuja origem de coordenadas deve ser observada na adição dos dois campos.

O sinal do fator de ranhura, descrito a seguir, é interpretado para uma origem de coordenadas no meio da ranhura.

Se a origem de coordenadas do respectivo campo harmônico de enrolamento estiver colocada no meio do dente, então o campo de ranhura calculado para um número de ordem g ímpar deve ser provido de um sinal negativo suplementar, a fim de somá-lo em fase com o campo harmônico de enrolamento.

A origem de coordenadas dos campos harmônicos dos dois enrolamentos é formada pelo eixo do enrolamento principal, já que os campos do enrolamento auxiliar são referidos ao sistema de coordenadas do enrolamento principal.

A posição do eixo de enrolamento - meio do dente ou da ranhura - depende do número de ranhuras por pólo e por fase q do enrolamento auxiliar. Se, por exemplo, o número de ranhuras por pólo e por fase q for ímpar, o eixo do enrolamento principal localiza-se no meio da ranhura; se o número de ranhuras por pólo e por fase q for par, o eixo do enrolamento principal localiza-se no meio do dente.

Segundo [1], dois vetores complexos dos campos de ranhura não amortecidos são calculados do seguinte modo:

$$B_{v,r,Pr} = (-1)^{(q_{Pr}+1)g} \chi_{gN_1} B_{p,a,Pr} \quad (5.30)$$

$$B_{v,r,Ax} = (-1)^{(q_{Ax}+1)g} \chi_{gN_1} B_{p,a,Ax} \quad (5.31)$$

O sinal do fator de ranhura é o valor precedente em (5.30 e 5.31) de $\Xi_v = (-1)^{(q_{Pr}+1)g}$

$B_{p,a,Pr}$ e $B_{p,a,Ax}$ são as ondas de indução girantes amortecidos pelo rotor, de um número de par de pólos p do enrolamento principal Pr e também do enrolamento auxiliar Ax .

O fator de ranhura x_{gN1} segundo [1] é calculado por uma fórmula de aproximação:

$$x_{gN1} = \frac{l_{gN1}}{2l_0} \quad (5.32)$$

Onde l_{gN1} e l_0 são obtidos pelas equações (3.33) e (3.34) segundo [1].

$$l_{gN1} = \frac{b_0}{p \cdot |g|} \operatorname{sen} \left(\frac{p}{X_g} \right) \left[\frac{2a}{1/X_g - 1} + \frac{b}{8} \left(\frac{15}{1 - X_g} + \frac{6}{1 - 4X_g} + \frac{1}{1 - 9X_g} - 22 \right) \right] \quad (5.33)$$

$$l_0 = 1 - b_0 \frac{b_d \cdot N_1}{2p} \left(a + \frac{11}{8}b \right) \quad (5.34)$$

$$b_0 = \frac{1}{2} - \left[4 + \left(\frac{b_{01}}{d} \right)^2 \right]^{-0,5} \quad (5.35)$$

$$b_d = \frac{2b_{01}}{D_{i1}} \left[1 + \left[0,80 + 10^{-4} \left(\frac{b_{01}}{d} - 6 \right)^4 \right] e^{-\frac{1}{8,5} \left(\frac{b_{01}}{d} - 0,90 \right)} \right] \quad (5.36)$$

$$X_g = \frac{2p}{|g| \cdot b_d \cdot N_1} \quad (5.37)$$

$$\begin{cases} a = e^{\left[\frac{1}{6} \left(\frac{b_{01}}{d} - 1 \right) \right]}, \rightarrow \text{para } \frac{b_{01}}{d} \geq 10,6 \\ a = \operatorname{sen}^4 \left[\frac{p}{2} \frac{19 - \frac{b_{01}}{d}}{18} \right], \rightarrow \text{para } \frac{b_{01}}{d} < 10,6 \end{cases} \quad (5.38)$$

$$b = 1 - a \quad (5.39)$$

Os campos harmônicos de ranhura não amortecidos resultantes no entreferro originam-se da adição geométrica dos campos harmônicos de enrolamento não amortecidos $B_{v,Pr}$ e $B_{v,Ax}$.

É calculada a densidade de campo harmônico do enrolamento Principal em separado do enrolamento Auxiliar, mas sempre são somadas as componentes dos dois enrolamentos para se conhecer a intensidade de cada harmônico.

$$B_v = B_{v,Pr} + B_{v,Ax} \quad (5.40)$$

Os campos de ranhura amortecidos resultantes de acordo com [1] também no entreferro $B_{v,r,Pr}$ e $B_{v,r,Ax}$ obtêm-se através da multiplicação do fator de amortecimento complexo a_v por cada componente ou pelo somatório geométrico da expressão (5.40).

$$B_{v,a} = B_{v,a,Pr} + B_{v,a,Ax} = a_v \cdot B_v \quad (5.41)$$

5.4 Campos harmônicos de saturação da indução nos dentes

5.4.1 Campo primário de saturação do dente

A Intensidade de Campo periférica linear da corrente fundamental de magnetização do estator $a_{p,m}(x,t)$, de acordo com [1], [3] e [4], em conjunto com as flutuações de permeância do dente $L(x,t)$, leva ao campo primário de saturação do dente $b_{3p}(x,t)$.

$$a_{p,m}(x,t) = A_{p,m} \cdot \cos(p \cdot x - \omega \cdot t - j_{m}) \quad (5.42)$$

$$\Lambda(x,t) = \Lambda_{2p} \cdot \cos(2p \cdot x - 2\omega \cdot t - 2j_{m}) \quad (5.43)$$

$$b_{3p}(x,t) = -B_{3p} \cdot \cos(3p \cdot x - 3\omega \cdot t - 3j_{m}) \quad (5.44)$$

j_m é o ângulo de fase da corrente de magnetização.

O campo b_{3p} , que também resulta da soma da onda fundamental p com a onda da corrente de magnetização na onda $-2p$, gira no mesmo sentido que o campo fundamental, porém possui amplitude desprezível em comparação ao campo fundamental.

Para calcular a amplitude do campo primário de saturação do dente não amortecido emprega-se a seguinte expressão de acordo com [1], [3] e [5]:

$$B_{3p} \cong B_p \frac{\sum F - (F_d + F_c)}{\sum F + 3(F_d + F_c)} \quad (5.45)$$

$$\sum F = F_d + F_c + F_D \quad (5.46)$$

Os campos de saturação do dente são amortecidos através da gaiola do rotor.

5.4.2 Campos de saturação do dente resultantes de intensidades de campo periféricas lineares nos harmônicas de ranhura

Tecnicamente, a Intensidade de Campo periférica linear (também chamada por Ampères espiras por cm do perímetro do diâmetro médio no entreferro do motor de indução) que são a distribuição de força magnetomotriz das harmônicas de todos os números de pares de pólos possíveis, em conjunto com as flutuações de permeância da saturação do dente, levam aos campos de saturação nos dentes.

Na prática, considera-se somente as intensidades de campo periféricas lineares nos harmônicos de ranhura com os números de pares de pólos $\nu' = p + g'N_1$ e $g' = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \pm 4, \pm 5, \dots$, porque a Intensidade de Campo periférica linear da corrente harmônica de outros números de pares de pólos, comparativamente, não possuem amplitude significativa.

Daí resultam os campos da saturação dos números de pares de pólos $\nu = \nu' + 2p$ com a frequência $\omega_\nu = 3\omega_1$ e os campos da saturação do número de pares de pólos $\nu = \nu' - 2p$ com a frequência $\omega_\nu = -\omega_1$.

As amplitudes dos campos de saturação amortecidos são calculadas pela seguinte equação:

$$B_{\nu', sat, a} = d_{\nu'} \cdot a_{p, lm} \frac{I_1}{I_m} \frac{p}{(p + g'N_2)} \frac{z'_{\nu'}}{z'_p} B_{3p} \quad (5.47)$$

Para campos harmônicos onde o número de pares de pólos $\nu = \nu' - 2p$ é um valor *par* a amplitude deve ser multiplicada por "-1".

O fator de redução $d_{\nu'}$ de número pares de pólo ν' já foi apresentado na expressão (3.14) só que para um número de pares de pólo ν .

O número de condutores efetivos $z_{\nu'}$ de um número de ranhuras por pólo *par* mostrado na equação (2.61) ou de um número de ranhuras por pólo *impar* ilustrado na

expressão (2.63) são agora utilizados e referenciados para um campo harmônico de número de pares de pólos ν' .

Para o cálculo do ângulo de fase soma-se o ângulo da respectiva corrente ao ângulo do fator de amortecimento complexo.

5.5 Campos harmônicos da excentricidade estática e dinâmica

Existem dois tipos de deslocamento excêntrico de um rotor em relação à linha de centro do pacote do estator segundo [1]:

1) Excentricidade Estática;

A excentricidade estática existe quando o eixo do rotor não está posicionado exatamente no centro do diâmetro interno do estator.

Esta excentricidade normalmente está relacionada a um erro de excentricidade na tampa dianteira ou na tampa traseira do motor. Também pode ter como origem um erro de excentricidade do diâmetro interno do estator em relação ao centro do diâmetro do encaixe da carcaça principalmente se esta não receber uma usinagem para corrigir o seu centro do encaixe tendo como referência um expansivo que se prende ao diâmetro interno do pacote do estator. Isto é uma excentricidade estática do assento do mancal, mas produzido pelo erro de centro da carcaça num dos seus extremos transferido a tampa dianteira ou a tampa traseira conforme mostra a Figura 5.3a.

A frequência f_e das harmônicas de indução do estator causadas pela excentricidade estática é igual à frequência da rede f_l .

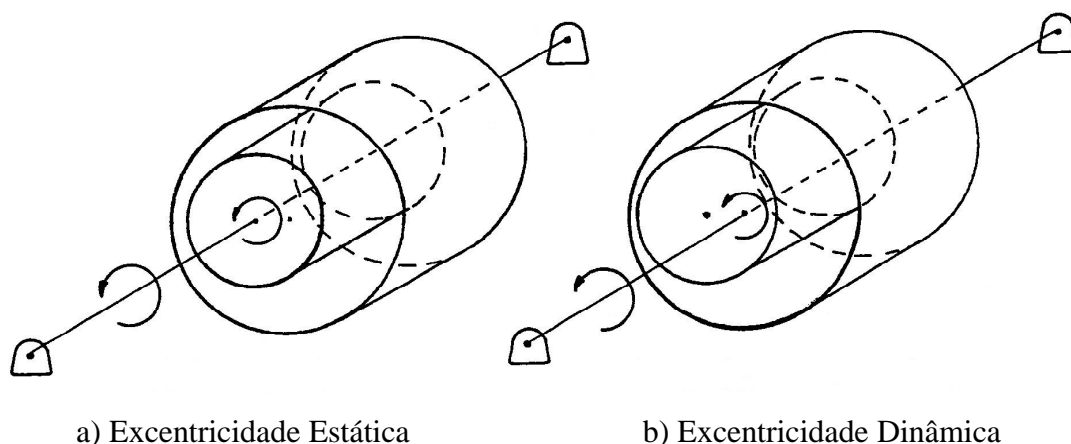


Figura 5.3 – Deslocamentos excêntricos do rotor

2) Excentricidade Dinâmica.

Na excentricidade dinâmica o eixo de giro do rotor não se encontra no centro do pacote de chapas do rotor, conforme mostra a Figura 5.3b.

A excentricidade dinâmica pode ser eliminada através de um novo torneamento do pacote de rotor injetado, que é a melhor sugestão de acordo com [1].

No programa GERVFELD está implementado o cálculo da excentricidade dinâmica que não estava no programa original GERVFELD.

Para implementar este efeito foi tomada a referência bibliográfica [3], semelhante ao motor trifásico com número de par de pólos igual a 1, com frequências angulares: $\omega_v = \omega_l$ e ângulo de fase j_m da corrente de magnetização. Geram-se ondas girantes de indução com $\nu = p \pm 1$ de pares de pólos.

A frequência f_e das harmônicas de indução do estator causadas pela excentricidade dinâmica é igual à frequência da rede f_l para a excentricidade estática acrescida de uma parcela função da velocidade do rotor em relação ao estator, que é igual a:

$$f_e = f_l \pm \frac{f_l}{p}(1-s) \quad (5.48)$$

Nesta dissertação de acordo com [1], serão considerados os campos da excentricidade estática com $\nu = p \pm 1$ de pares de pólos que causam uma flutuação de permeância constante em relação ao estator, com número de par de pólos igual a 1. Isto resulta em ação conjunta com a Intensidade de Campo periférica linear da corrente fundamental de magnetização, em ondas girantes de indução com os números de pares de pólos com frequências angulares: $\omega_v = \omega_l$ e ângulo de fase j_m da corrente de magnetização.

A amplitude do campo não amortecido desta excentricidade é calculada por:

$$B_{p\pm 1} = \frac{\Lambda_{2p}}{2p} r_1 A_p \quad (5.49)$$

$$B_{p\pm 1} = \frac{\Lambda_{2p}}{2\Lambda_0} B_{p,a} \quad (5.50)$$

$B_{p,a}$ é a amplitude de campo amortecido da onda fundamental. Em uma excentricidade magnética reduzida de acordo com [6], pode-se considerar, com boa aproximação como sendo:

$$e_{mag} \leq 0,250 \quad (5.51)$$

$$\frac{\Lambda_{2p}}{2\Lambda_0} = \frac{e_{mag}}{2} \quad (5.52)$$

A excentricidade magnética pode ser determinada a partir da excentricidade mecânica e_{mec} .

$$e_{mag} = e_{mec} \frac{U_d}{k_{ca} \sum U} = 2B_{p\pm1} / B_{p,a} \quad (5.53)$$

Onde e_{mag} é a relação entre a excentricidade mecânica e o entreferro magnético.

$$e_{mag} = \frac{e_{mec}}{d \cdot k_{Ca1} \cdot k_{Ca2}} \quad (5.54)$$

Substituindo (5.51) em (5.49), tem-se que:

$$B_{p\pm1} = \frac{e_{mag}}{2} \cdot B_{p,a} \quad (5.55)$$

Em máquinas de dois pólos, a excentricidade produz um campo com um número de par de pólos $p-l=0$, chamado campo unipolar. Como a relutância é muito grande devido aos extensos trechos de ar na região frontal do motor, podem-se desprezar os campos unipolares no cálculo do ruído.

A gaiola do rotor amortece os campos da excentricidade.

5.6 Campos harmônicos gerados no Rotor e refletidos para o Estator

Os campos excitados pelo estator de acordo com [1] provocam uma reação no rotor quando há formação de Intensidade de Campo periférica linear da corrente do rotor com o mesmo número de par de pólos do campo magnético do estator. A presença da Intensidade de Campo periférica linear da corrente no rotor tem por consequência um campo do rotor de número de par de pólos $m = v$, que tem efeito contrário ao campo do estator causador.

Através da Intensidade de Campo periférica linear da corrente aparecem também campos harmônicos do rotor, aqui chamados campos residuais do rotor, de números de pares de pólos $m = v + g_2 \cdot N_2$ com $g_2 = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \pm 4, \pm 5 \dots$. Estes campos giram, do ponto de vista do estator, com frequência w_m .

$$w_m = w_v + g_2 \cdot N_2 \frac{w}{p} (1 - s) \quad (5.56)$$

Para cada número de par de pólos m acima citado, é excitado um campo em consequência da distribuição discreta de cada enrolamento Principal ou Auxiliar um campo como consequência do ranhuramento do rotor. O vetor das induções residuais de enrolamento não amortecidos $B_{m,e}$ de acordo com [1] é calculado como segue:

$$d_m = \frac{\text{sen}\left(m \frac{b_{02}p}{t_{r2}N_2}\right)}{m \frac{b_{02}p}{t_{r2}N_2}} = \frac{\text{sen}\left[m \frac{b_{02}}{D_{e2}}\right]}{m \frac{b_{02}}{D_{e2}}} \quad (5.57)$$

$$x_{27m} = \frac{\text{sen}\left(\frac{m \cdot k'p}{N_2}\right)}{\frac{m \cdot k'p}{N_2}} = \frac{\text{sen}\left(\frac{m \cdot p}{k_{Ca2} \cdot N_2}\right)}{\frac{m \cdot p}{k_{Ca2} \cdot N_2}} \quad (5.58)$$

$$a_m = a_v - 1 \quad (5.59)$$

$$B_{m,e} = B_v \frac{a_m}{x_{incl,v}} \frac{x_{2Tm}}{x_{2Tv}} d_m \quad (5.60)$$

Todas as variáveis são conhecidas anteriormente:

o fator de amortecimento complexo a_m descrito na equação (5.59);

o fator de inclinação $x_{incl,v}$ descrito na equação (5.17);

o fator de Taegen x_{2Tv} apresentado na equação (5.18);

o fator de Taegen x_{2Tm} apresentado na equação (5.58);

o fator d_m para consideração da largura finita de fmm no rotor (5.57);

o fator de ranhuramento $x_{g_2N_2}$ conforme a equação (5.32);

As ondas de induções residuais por efeito de distribuição do enrolamento em ranhuras de acordo com [1] são descritos por:

$$B_{m,r} = (-1)^{g_2} \cdot x_{g_2N_2} \cdot a_v \cdot B_v \quad (5.61)$$

Já que a origem do sistema de coordenadas do rotor em rotores de gaiola encontra-se sempre no meio do dente, deve-se corrigir o sinal de cada onda de indução gerado pelo ranhuramento com número de par de pólos m que resulta em um sinal negativo para cada número g_2 ímpar, porque os sinais estarão defasados em 180° portanto na adição dos dois sinais os valores se subtraem entre si, tendo como resultante um menor valor.

Com o fator de inclinação a amplitude de excitação da indução residual representa um valor médio sobre o comprimento total do pacote de chapas do estator.

Em rotores inclinados deve ser observado o valor da fase da onda de indução resultante devido à inclinação das barras do rotor que entre outros, também depende da causa dos campos magnéticos de cada onda.

Ondas de indução residuais no rotor, em consequência de uma distribuição discreta do enrolamento, podem ser representadas em um sistema de coordenadas referenciadas no rotor da seguinte maneira:

$$b_{m,e}(x_2, t) = B_{x,e} \cdot \cos(m \cdot x_2 - w_m \cdot t - m \cdot b - j_m) \quad (5.62)$$

Aqui de acordo com [1] se obtém uma inclinação resultante g_s , com b sendo o ângulo radial de inclinação das barras do rotor vendo uma face do pacote sobre a outra.

$$g_s = m \cdot b \quad (5.63)$$

A distribuição do enrolamento em ranhuras igualmente espaçadas entre si produz valores de permeância da seguinte forma:

$$l_{g_2 N_2}(x_2, t) = \Lambda_{g_2 N_2} \cdot \cos(g_2 N_2 x_2 - |g_2 N_2 + z|) \quad (5.64)$$

Os campos residuais de ranhuramento resultam em:

$$b_{m,r}(x_2, t) = B_{m,r} \cdot \cos[m \cdot x_2 - w_m \cdot t - |g_2 N_2 + z| b - j_m] \quad (5.65)$$

O efeito da inclinação sobre as ondas de indução residuais do rotor, em consequência da distribuição do enrolamento em ranhuras de acordo com [1] é determinada com um ângulo de fase de g_s .

Por isto não se pode simplesmente fazer a soma geométrica dos campos residuais de enrolamento com os campos residuais de ranhura do rotor sem fazer a devida correção na fase.

$$g_s = |g_2 \cdot N_2 + z| \cdot b \quad (5.66)$$

Um amortecimento das induções residuais do rotor, através do enrolamento do estator, de acordo com [1] somente é levado em consideração para o número de par de pólos $m = p$, neste caso $g_2 = zero$ com uma condição particular de $Z = p$ onde as induções residuais são reduzidas globalmente a um décimo do seu valor não amortecido.

A variável Z representa o número de pares de pólos da onda harmônica gerada a partir de uma excentricidade relativa entre estator e rotor que se manifesta sobreposta a onda fundamental de p pares de pólo.

Nas demais ondas de indução residuais do rotor não estão sendo consideradas nenhum outro tipo de reação da armadura, através dos enrolamentos do estator que podem estar ligados em série ou paralelo amortecendo no estator o sinal gerado a partir do rotor.

Isto também poderia ser considerado nos motores com capacitor permanente onde o conjunto dos enrolamentos principal, auxiliar e capacitor estarão formando uma ligação triangular de circuito fechado.

5.7 Conclusões

A consideração do efeito pelicular é citada neste capítulo em (3.25) e (3.27), mas agora está implementado no programa de cálculo GERVFELD.

Isto foi acrescentado, pois dependendo da frequência, mesmo para ranhuras de gaiola simples de baixa profundidade o efeito do amortecimento que ocorre na gaiola do rotor é considerável.

Para a excentricidade estática foi implementada uma entrada de dados na forma de se entrar com um erro igual à metade do batimento que representa a excentricidade física e deixar o programa calcular o erro relativo.

Porque nos motores monofásicos que utilizam entreferro muito baixo, o valor relativo normalmente excede aos 10% que é o valor usual na análise de máquinas maiores com carcaças de ferro fundido.

Foi implementado o cálculo da onda de indução magnética produzida para uma excentricidade dinâmica.

Também foi tomando como base um erro igual à metade do batimento do rotor que representa a excentricidade física e deixar o programa calcular o erro relativo.

6 CÁLCULO DO RUÍDO MAGNÉTICO

6.1 Introdução

As forças de origem magnética no entreferro das máquinas elétricas de acordo com [5], são transmitidas para a coroa do estator através dos dentes da máquina, fazendo a coroa vibrar e como consequência gerando o ruído sonoro. Estas forças são funções de duas variáveis: do tempo t e da coordenada espacial x . Por uma questão didática, elas são representadas por funções periódicas individuais do sistema de vibração mecânica na forma de ondas de força magnética.

6.2 Modos de Vibração

As harmônicas de indução do rotor de maior amplitude são aquelas geradas pela onda de indução fundamental do estator. Neste caso, m é calculado para $v = p$.

As harmônicas de indução do rotor para outros valores de v podem ser desprezadas para os motores com rotor de gaiola.

A onda de força devido às ranhuras é dada pela combinação entre as harmônicas das ranhuras do estator e as ranhuras do rotor.

O número de pares de pólos (modo de vibração) da força devido a esta combinação é dado por:

$$r = n_i \pm m_j = n_1 \pm n_2 = n_1 \pm n_1 \quad (6.01)$$

E a frequência de excitação f_r para o correspondente modo de vibração determinado em (6.01) é obtido da seguinte forma:

$$f_r = \frac{(w_{n_i} \pm w_{m_j})}{2p} = \frac{(w_{n1} \pm w_{n2})}{2p} = \frac{(w_{n1} \pm w_{n1})}{2p} \quad (6.02a)$$

ou em termos de frequência podemos obter diretamente:

$$f_r = f_{n_i} \pm f_{m_j} = f_{n1} \pm f_{n2} = f_{n1} \pm f_{n1} \quad (6.02b)$$

De acordo com [3], [4] e [5], cada onda de força magnética é caracterizada pela sua amplitude, sua frequência e pelo seu modo de vibração. Entende-se modo de vibração aqui como a forma pela qual a onda de força magnética está distribuída ao longo do perímetro do entreferro.

As ondas de forças radiais e tangenciais provocam deformações radiais e tangenciais nos pacotes de chapas do estator e do rotor. Para a geração de ruído somente são de interesse as deformações radiais dos pacotes de chapa do estator. Estas deformações são provocadas por ondas de força radiais e tangenciais que são somadas geometricamente.

Os pacotes de chapas são considerados como anéis homogêneos livres capazes de vibrarem com a mesma forma e frequência de vibração das ondas de força. A Figura 6.1 mostra as deformações nos pacotes de chapas correspondentes aos modos de vibração $r = 0$, $r = 1$, $r = 2$, $r = 3$, $r = 4$, e $r = 5$.

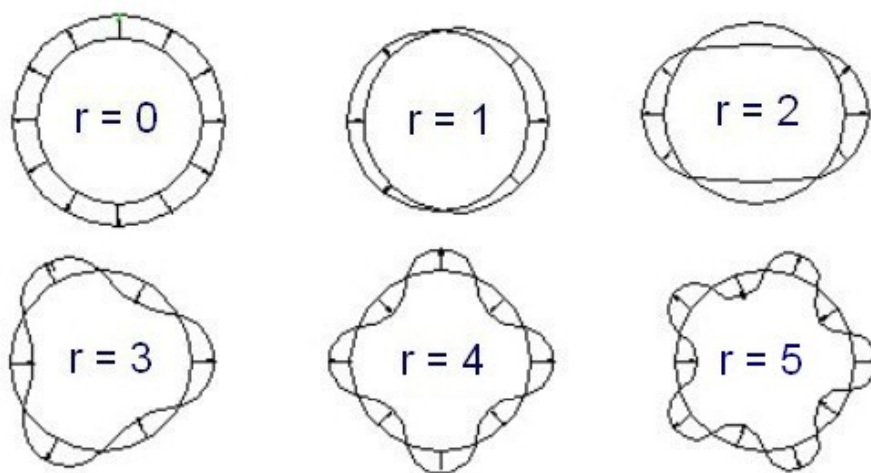


Figura 6.1 – Modos de Vibração

Para $r = 0$, a força correspondente não é uma onda girante, mas uma onda pulsante estacionária. Esta onda de força está uniformemente distribuída pela circunferência do entreferro.

Para $r = 1$, existe uma força radial girante sobre o rotor ou estator. Como o rotor é mais flexível do que o estator, deve ser considerado a flexão do eixo no rotor. Existe, neste caso, uma força resultante que é transmitida para a fundação da máquina.

Para $r = 2$, o pacote de chapas é deformado elipticamente. Esta é a forma mais fácil de se deformar o pacote de chapas do estator. Por isso, mesmo que não haja possibilidade de ressonância, deve-se projetar o motor de modo a evitar este modo de vibração. Percebe-se claramente que em todas as situações, a deformação é máxima sempre para o modo de vibração $r = 2$. Especialmente no caso da altura da coroa ser muito pequena, a deformação pode atingir valores muito elevados quando comparada com a deformação para o modo de vibração $r = 0$. Neste caso, a espessura da carcaça, até então desconsiderada passa a ter uma significativa influência que não pode ser mais desprezada.

Para $r > 2$, os pacotes de chapas ficam sujeitos aos esforços de deformação. A força muda de sentido a cada intervalo, de π/r radianos ao longo da periferia do pacote de chapas. A partir de $r = 2$, quanto maior o número do modo de vibração da onda de força, tanto menor são as respectivas deformações do pacote de chapas. Não só o modo de vibração, mas também a relação entre a altura da coroa e o seu raio médio influenciam a amplitude da deformação do estator. Para o modo de vibração $r = 3$, por exemplo, a onda de força apresenta três pontos de máximo (força apontando radialmente para fora) e três pontos de mínimo (força apontando radialmente para dentro).

A deformação da coroa do estator é diminuída pelo fator de inclinação, somente se o pacote do estator for construído com uma inclinação, mas a isto ainda se acrescenta uma vibração torcional que, por sua vez, aumenta novamente a amplitude de deformação radial, principalmente se a frequência desta deformação estiver próxima da frequência natural de torção do estator da máquina.

Tendo em vista o fato de que a deformação da coroa do estator decresce muito rapidamente com o aumento do modo de vibração, usualmente apenas ondas de força magnética com baixos modos de vibração são consideradas. No entanto, a anisotropia magnética da coroa do estator devido aos dentes tem um efeito substancial na geração das ondas de força magnética.

Este efeito refere-se a:

- A amplitude das ondas de força magnética;
- A eficácia da inclinação das ranhuras do estator;
- Os modos de vibração das ondas de força que podem ser geradas pelas ranhuras, são as harmônicas por *efeito Weh.*;
- O sentido de rotação das ondas de força em que, para modos de vibração específicos, o sentido contrário a este pode acontecer.

6.3 Vibrações causadas por excitações eletromagnéticas

Segundo Weh [7], considera-se somente que a força magnética gerada no entreferro é transmitida à coroa através dos dentes, ou seja, ele considera apenas a anisotropia mecânica. Não é considerado o efeito das ranhuras sobre a distribuição da indução no entreferro, que é tomada como senoidal o que é irreal.

De acordo com Wachta [8], por sua vez, além da anisotropia mecânica, que é denominada por **Fator de Modulação** e considera-se também a anisotropia magnética (permeabilidade não uniforme ao longo do perímetro do entreferro), e mostra-se que para a geração de harmônicas por *efeito Weh*, só a anisotropia magnética tem significado prático.

Conforme [7], as questões de ruído desempenham um papel muito importante nas máquinas assíncronas. Para conseguir evitar os ruídos de ordem magnética, deve-se inicialmente conseguir dominar os problemas mais complexos de vibração. Principalmente para a transmissão do ruído devem-se considerar, além das características de vibração e de rigidez das coroas, as forças de excitação. A distribuição da densidade do fluxo magnético e, conseqüentemente, da força de atração entre a parte móvel e a parte fixa do circuito magnético é dada pela disposição do enrolamento e pela variação da permeância magnética. Esta força é considerada somente como uma força de atração. No entanto, a sua distribuição ao longo da periferia do estator é periódica. Para poder calcular os seus efeitos, recomenda-se decompor esta força periódica em componentes harmônicas e considerar estas "ondas de força" individuais separadamente.

No entanto, pelas considerações segundo [7], é mostrado a seguir que também ondas de força no entreferro, cuja ordem da harmônica se situa próxima ao número dos dentes ou

acima, levam, por causa da anisotropia mecânica do sistema magnético causada pelos dentes, a ondas de força e, conseqüentemente, a ondas de deformação de baixa ordem na coroa. Na transmissão das ondas radiais do entreferro através dos dentes até a coroa, verifica-se a formação de harmônicas por *efeito Weh*. Este efeito recebe um significado maior, quando em quase entre todas as combinações de ranhuras aparece um dado número de ondas de indução, que podem contribuir com estas ondas de força.

O processo de excitação considerado por Weh [7], sobre as vibrações da coroa veio preencher uma lacuna existente até então na teoria sobre a geração de ruído em máquinas elétricas. Weh apresenta uma série de fenômenos que ainda não haviam sido explicados, apesar da sua abordagem equivocada sobre a forma de onda da força no entreferro.

6.4 Ondas girantes de pressão mecânica no entreferro

Sob o ponto de vista da energia no campo magnético, a força é aplicada sobre superfícies limite entre dois meios com permeabilidades magnéticas diferentes, como é ilustrado na Figura 6.2.

Por exemplo, a modificação do comprimento do entreferro d em um circuito magnético provoca uma modificação da energia magnética.

$$dW_{mag} = W_{mag2} - W_{mag1} \quad (6.03)$$

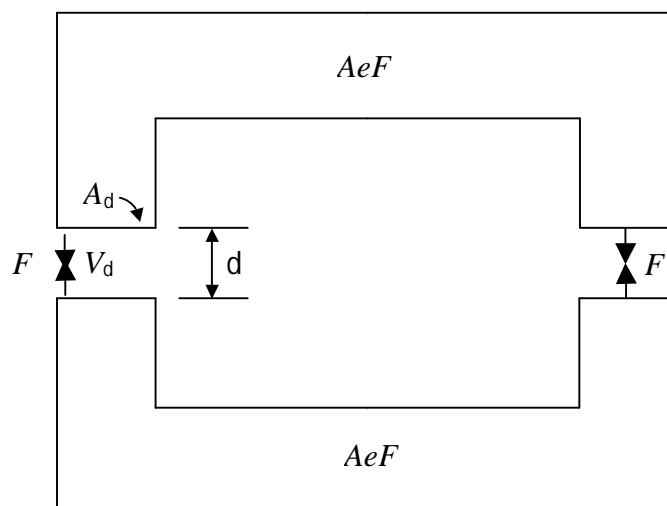


Figura 6.2 – Força sobre superfícies limite

Considerando-se a lei de conservação de energia, o trabalho mecânico realizado para modificação do entreferro deve ser igual à modificação da quantidade de energia magnética no circuito magnético.

O trabalho mecânico é devido à força F que atua em um trecho de caminho ds integrada ao longo do caminho S , como é ilustrado na Figura 6.2.

$$dW_{mech} = -dW_{mag} = \vec{F} \cdot d\vec{S} \quad (6.04)$$

A densidade volumétrica de energia em um campo magnético resulta em:

$$w = \frac{B^2}{2\mu_0} \quad (6.05)$$

A quantidade de energia em um entreferro, com volume V_d e campo magnético B , é calculada da seguinte maneira:

$$W_d = \frac{B^2}{2\mu_0} V_d \quad (6.06)$$

Em uma superfície limite A_d , imersa em um campo magnético constante, atua a seguinte força:

$$F = \frac{B^2}{2\mu_0} A_d \quad (6.07)$$

Como o ferro possui uma permeabilidade muito maior que a do ar, as linhas de campo são perpendiculares à superfície do ferro. A força atua paralela às linhas de campo, na direção do entreferro, sobre a superfície do ferro.

As ondas girantes de indução são escritas, geralmente, como funções de x e do tempo t .

$$b_v(x, t, z) = \sum_v B_v \cdot \cos(v \cdot x - 2\pi f_v \cdot t - j_v - g_v \cdot z) \quad (6.08)$$

$$\text{Onde } z = \frac{z'}{l_f} \quad (6.09)$$

No entreferro do motor, cada onda de indução b_v atua isoladamente, como onda de pressão mecânica em combinação com os campos girantes de outros números de pares de pólos, sobre o mesmo pacote de chapas, dado pelo **Tensor de Maxwell**.

$$S_{r1}(x, t, z) = \frac{b_{v1}(x, t, z) \cdot b_{v1}(x, t, z)}{2m_0} \quad (6.10)$$

$$S_{r1,i}(x, t, z) = \frac{b_{v1}(x, t, z) \cdot b_{vi}(x, t, z)}{2m_0} \quad (6.11)$$

As ondas girantes da pressão mecânica radial no entreferro são calculadas pela seguinte equação:

$$S_r(x, t, z) = \frac{[\sum_r b_r(x, t, z)]^2}{2m_0} = \sum_r S_r \cdot \cos(r \cdot x - 2pf_r \cdot t - j_r - g_r \cdot z) \quad (6.12)$$

Avaliando a expressão (6.12) com o uso dos teoremas de adição para funções circulares, obtém-se:

$$\begin{aligned} S_r(x, t, z) = & \frac{B_{v1}^2}{4m_0} (1 + \cos(2v_1 \cdot x - 4pf_{v1} \cdot t - 2j_{v1} - 2g_{v1} \cdot z)) + \\ & + \frac{B_{v2}^2}{4m_0} (1 + \cos(2v_2 \cdot x - 4pf_{v2} \cdot t - 2j_{v2} - 2g_{v2} \cdot z)) + \\ & + \frac{B_{v1}B_{v2}}{2m_0} \cos[(v_1 \pm v_2)x - 2p(f_{v1} \pm f_{v2})t - (j_{v1} \pm j_{v2}) - (g_{v1} \pm g_{v2})z] \end{aligned} \quad (6.13)$$

Os índices 1 e 2 indicam que tratam de números de pares de pólos, frequências, ângulos de fase e inclinação resultantes diferentes do espectro descrito em (6.08).

Desta forma, as ondas girantes da pressão mecânica de tração excitada magneticamente no entreferro são totalmente conhecidas. Para reduzir o grande número de ondas girantes, antes de calculá-las em todas as grandezas de especificação, sugere-se determinar valores-limite para cada grandeza, obviamente em função do tamanho do motor, correspondente ao espectro de campo das ondas girantes de indução.

Para o produto $B_{v1}B_{v2}$ ou B_{v1}^2 ou B_{v2}^2 também é estabelecido um valor limite, a fim de impedir que o espectro das excitações individuais se torne muito grande e muito amplo.

Os valores-limite podem ser considerados $B_{v1}B_{v2} < 1,5 \times 10^{-6} \text{ T}^2$ para excitação direta (causada pelos campos girantes de indução) e $B_{v1}B_{v2} < 3,0 \times 10^{-6} \text{ T}^2$ para excitação por efeito *Weh* (vibração da coroa).

Estes valores têm sentido quando se considera que as amplitudes de deformação resultantes de 1×10^{-9} a 1×10^{-10} mm contribuem para o nível total de ruído, com níveis de pressão sonora de somente 10 a 25 dB, mesmo para excitação próxima à ressonância, ficando assim quase sempre abaixo dos valores mínimos de nível de pressão sonora.

Além disto, as excitações de frequência $f_r = 0$ não precisam ser consideradas; elas naturalmente não contribuem para o espectro de ruído.

6.5 Ondas girantes da pressão mecânica na coroa

A anisotropia, provocada pelos dentes e ranhuras preenchidos com o enrolamento, age de maneira que as ondas girantes da pressão mecânica na coroa não coincidem com as ondas girantes da pressão mecânica no entreferro.

Baseado nas formas de ranhura descritas no Capítulo 2 tem-se:

A largura do dente no entreferro:

$$b_{d1} = p \frac{D_{i1}}{N_1} - b_{01} \quad (6.14)$$

O ângulo da metade da largura do dente no entreferro:

$$a = \frac{b_{dd}}{D_{i1}} \quad (6.15)$$

O ângulo da metade da largura do dente no fundo da ranhura:

$$a' = \frac{b_{d1}}{D_{r1}} \quad (6.16)$$

Para o número de ordem n das tensões mecânicas de pressão mecânica na coroa tem-se $n = r \pm l \cdot N_1$ com $l = 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, \dots$, onde $l = 0$ indica excitação direta e $l = 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, \dots$, de acordo com a referência [7], temos a excitação por *efeito Weh* que são vibrações causadas por excitações eletromagnéticas produzidas na coroa por fontes eletromagnéticas localizadas no entreferro do motor de indução.

A amplitude das ondas girantes de tensões de pressão mecânica de acordo com a teoria desenvolvida por Wachta [8], na coroa vale:

$$s_n = s_r \cdot h^l \quad (6.17)$$

Onde h^l é o fator de amortecimento, e a inclinação da onda girante será:

$$g_n = g_r \pm l \cdot N_1 \cdot a_{N1} \quad (6.18)$$

O fator de amortecimento h^l definido por Wachta [8] é calculado pela seguinte equação:

$$h^l = \frac{a \cdot N_1}{p} \left[\left(x_r(a) \cdot x_n(a') + 3 \frac{a}{a'} x_r(a) \cdot x_n(a') \right) (-1)^v \right] \quad (6.19)$$

Onde v é uma variável fixada pela origem da coordenada x na determinação das ondas girantes de indução.

Para origem no meio do dente vale $v = 0$, e para origem do meio da ranhura, $v = 1$.

Os fatores de passo dos dentes são calculados por:

$$x_r(a) = \frac{\text{sen}(r \cdot a)}{r \cdot a} \quad (6.20)$$

$$x_n(a') = \frac{\text{sen}(n \cdot a')}{n \cdot a'} \quad (6.21)$$

$$x_r(a) = \frac{\text{sen}(r \cdot a)}{(r \cdot a)^2} - \frac{\cos(r \cdot a)}{r \cdot a} \quad (6.22)$$

$$x_n(a') = \frac{\text{sen}(n \cdot a')}{(n \cdot a')^2} - \frac{\cos(n \cdot a')}{n \cdot a'} \quad (6.23)$$

Com isto, as ondas girantes de tensões de pressão mecânica na coroa são conhecidas e podem ser calculadas por:

$$S_n(x, t, z) = \sum_n S_n \cdot \cos(n \cdot x - 2\pi f_n \cdot t - j_n \cdot z) \quad (6.24)$$

Com a seguinte relação de frequência:

$$f_n = f_r \quad (6.25)$$

Mas para a fase não vale a mesma relação a qual deve ser corrigida:

$$j_n \neq j_r \quad (6.26)$$

Devem ser recalculados os fatores de ressonância mecânicos, pois a frequência de ressonância do modo de vibração n é diferente do modo de vibração por excitação direta.

A transmissão da força do dente para a coroa, pressupõe que os dentes possam ser considerados como rígidos em relação à coroa. Isso significa, em relação à frequência de excitação, uma frequência natural de flexão dos dentes muito alta, sempre muito maior que a frequência de excitação.

Esta suposição normalmente sempre é atendida para as dimensões e as constantes dos materiais usados.

Segundo os estudos de [7], as ondas de força radial $f_n(j, t)$ que atuam sobre a coroa, e que foram abordadas no capítulo anterior, geram deformações que, não considerando o caso especial $n = 0$, são chamadas de deformações por flexão.

Relacionado a um determinado elemento da coroa, uma distribuição de força radial em forma de ondas gera igualmente uma flexão da coroa em forma de onda.

Sob os momentos fletores da coroa não devemos entender os efeitos de flexão gerados pelas forças radiais, mas somente os momentos fletores transmitidos à coroa causados pela distribuição não uniforme da força radial na cabeça do dente.

Para se chegar a um modelo conhecido para o cálculo da deformação da coroa sob a influência de ondas de força, os valores individuais dos momentos fletores calculados como valores discretos são novamente decompostos em ondas, somados e finalmente convertidos em ondas de força tangenciais equivalentes (atuantes nas cabeças dos dentes).

O *efeito Weh* é uma modulação das ondas de força no entreferro, devido aos dentes do estator. As ondas de força do entreferro agem na coroa como se fossem as “ondas fundamentais de força” enquanto que as ondas de força segundo Weh são as harmônicas.

A grande contribuição do estudo de Weh [7], é que além das ondas de força cuja ordem da harmônica é próxima de zero, também se deve considerar aquelas que se situam na faixa de $N, 2N, 3N$, etc.

Também estas forças geram ondas de força na coroa de ordem menor.

Isso significa uma razoável complementação à atual concepção sobre as condições de excitações de vibrações perigosas geradas por forças magnéticas.

Quanto à grandeza das amplitudes, são importantes principalmente os casos onde $|g_1| = 0, 1$ e 2 .

Para as harmônicas de ordem mais elevada a serem consideradas adicionalmente, são de interesse tanto as ondas de força devido às harmônicas do enrolamento, bem como devido à saturação e às variações das permeâncias.

Atenção especial deve ser dada aos efeitos das ondas de força devido às harmônicas de indução de ranhura, visto que suas amplitudes maiores, muitas vezes, podem levar a amplitude de deformações perigosas mesmo na ausência de ressonância.

6.6 Ondas girantes de deformação na superfície do pacote de chapas

As ondas girantes da pressão mecânica causam ondas girantes de deformação na superfície do pacote de chapas, cujos números de ordem, frequências e ângulos de fase correspondem às respectivas ondas de tensões de tração.

Para o cálculo do nível de pressão sonora, o motor é considerado um "radiador esférico isotrópico por zona", isto é em todo o cilindro do motor.

Por isto, a coordenada z' , na direção longitudinal da máquina, não precisa mais ser levada em consideração.

Desta forma obtém-se, para uma amplitude média de tração, a seguinte equação:

$$\bar{S}_n = \mathcal{J}_n \cdot x_{incl,n} \quad (6.27)$$

De acordo com [1], o fator de inclinação eficaz $x_{incl,n}$ é calculado por:

$$x_{incl,n} = \frac{\text{sen}\left(n \frac{g_s}{2}\right)}{n \frac{g_s}{2}} \text{ para } g_s \neq 0 \quad (6.28)$$

$$x_{incl,n} = 1 \text{ para } g_s = 0 \quad (6.29)$$

g_s é a inclinação resultante, conhecida do Capítulo 5.

Com isto, as ondas girantes de pressão mecânica, transmitidas ao longo da máquina, resultam em:

$$S_n(x, t) = \sum_n \bar{S}_n \cdot \cos(n \cdot x - 2\pi f_n \cdot t - j_n) \quad (6.30)$$

6.6.1 Ondas girantes de deformação por flexão

As ondas girantes de deformação por flexão resultam, pela expressão (6.30) das ondas de pressão mecânica, em:

$$Y_F(x, t) = \sum_n \dot{Y}_{F_n} \cdot \cos(n \cdot x - 2\pi f_n \cdot t - j_n) \quad (6.31)$$

As amplitudes das ondas girantes de deformação são calculadas pelas seguintes equações:

$$\dot{Y}_{F_n} = \frac{r_{c1} \cdot \bar{r}_{c1}}{E \cdot h_{c1}} \cdot h_F \cdot \bar{S}_n, \text{ para } n = 0 \quad (6.32)$$

$$\dot{Y}_{F_n} = \frac{r_{c1} \cdot \bar{r}_{c1}}{E_{Fe} \cdot h_{c1}} \frac{1 + 3i_1^2 \cdot (n^2 - 1)}{i_1^2 \cdot (n^2 - 1)^2} \cdot h_F \cdot \bar{S}_n, \text{ para } n \geq 2 \quad (6.33)$$

Segundo [1], o fator de amplificação na aproximação da ressonância para deformação por flexão:

$$h_F = \left[\left[1 - \left(\frac{f_n}{f_{en}} \right)^2 \right]^2 + 4D^2 \left(\frac{f_n}{f_{en}} \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (6.34)$$

Segundo a referência [1], o amortecimento do material D não é determinado com precisão, sendo-lhe, por isso, arbitrado valores entre 0,010 e 0,050 para os momentos de flexão e um valor fixo de 0,028 para os momentos de torção.

Na expressão (6.34), D representa o amortecimento do material, e f_{en} representa a frequência natural da ordem de deformação n , calculada pelas seguintes equações:

$$f_{eo} = \frac{1}{2\pi \cdot r_{c1}} \sqrt{\frac{E_{Fe}}{g_{Fe} \cdot \Delta X}}, \text{ para } n = 0 \quad (6.35)$$

$$f_{en} = f_{eo} \frac{n(n^2 - 1)}{\sqrt{n^2 + 1}} \frac{1}{\sqrt{1 + i_1^2 \left(\frac{n^2 - 1}{n^2 + 1} \right) \left[3 + n^2 \left(4 + \frac{\Delta M}{\Delta X} \right) \right]}} \text{ para } n \geq 2 \quad (6.36)$$

A rigidez da coroa é representada por i , constituindo numa medida de resistência à flexão do anel da coroa conforme apresentado em [1].

$$i = \frac{1}{2\sqrt{3}} \frac{h_{c1}}{\bar{r}_{c1}} \quad (6.37)$$

A definição dos fatores ΔX e ΔM de acordo com [1], consideram o acréscimo de massa, para as deformações de flexão, e um acréscimo de inércia de rotação nos dentes.

$$\Delta X = 1 + \frac{P_{D1} + k_{cu1} P_{cu1}}{P_{C1}} \quad (6.38)$$

ΔX é o acréscimo de massa para a deformação radial por esforços de flexão.

$$\Delta M = 1 + \frac{N_1 \cdot J_{D1}}{2p \cdot \bar{r}_{c1} \cdot J_{C1}} \quad (6.39)$$

ΔM é o acréscimo de inércia para a deformação por esforços de torção na coroa.

Ainda de acordo com [1] agora com a inércia de rotação de um dente J_{D1} , e o momento de inércia da seção transversal da coroa J_{C1} , calculados por:

$$J_{D1} = b_{d1} \cdot L_f \cdot h_{r1}^3 \left[\frac{1}{3} + \frac{h_{c1}}{2h_{r1}} + \left(\frac{h_{c1}}{2h_{r1}} \right)^2 \right] \frac{P_{D1} \cdot k_{cu1} \cdot P_{cu1}}{P_{D1}} \quad (6.40)$$

$$J_{c1} = \frac{L_f \cdot h_{c1}^3}{12} \quad (6.41)$$

O fator de acoplamento de massa do cobre do enrolamento k_{cul} é considerado como sendo igual a 0,80 para enrolamentos de motores de indução monofásicos impregnados por imersão com verniz. O fator de acoplamento deve representar uma relação com o fator de enchimento e o seu respectivo processo de impregnação seja por verniz ou por resina de impregnação, isto vai agregar uma maior ou menor rigidez ao enrolamento dentro das ranhuras e por sua vez uma maior ou menor rigidez da coroa.

6.6.2 Ondas girantes de deformação por torção

De acordo com a referência [1], uma deformação por torção somente ocorre por ondas girantes de tensão cuja inclinação resultante “ g_n ” não se torna nula. Sendo este o caso, pode formar-se uma onda girante de torção da forma:

$$Y_T(x, t) = \sum_n \dot{Y}_{Tn} \cdot \cos(n \cdot x - 2\pi f_n \cdot t - j_n) \quad (6.42)$$

Caso contrário, a onda girante de torção é nula, ou desprezível em máquinas pequenas devido ao reduzido comprimento.

$$\dot{Y}_{Tn} = \left| \frac{\Phi_{Tn} \cdot L_f}{\sqrt{12}} \right| \quad (6.43)$$

Para o cálculo de Φ_{Tn} necessita-se do fator de torção da inclinação:

$$g_n = \frac{\cos\left(\frac{g_n}{2}\right) - x_{incl,n}}{\left(\frac{g_n}{2}\right)} \quad (6.44)$$

Necessita-se também do fator de amplificação na aproximação da ressonância para torção h_T , resultante da equação (6.34) quando f_{en} é substituída pelas frequências naturais de torção segundo as seguintes equações:

$$f_{en} = \frac{1}{2p \cdot \bar{r}_c^*} \sqrt{\frac{E_{Fe}}{g_{Fe}}} \sqrt{\frac{J_{C1} + \frac{G_{Fe}}{E_{Fe}} J_t^* n^2}{J_p^*}} \text{ para } n = 0, 1, \dots \quad (6.45)$$

As grandezas necessárias para o cálculo das frequências naturais de torção são calculadas a partir das equações descritas a seguir:

Largura média da ranhura:

$$\bar{b}_{r1} = \frac{A_{r1}}{h_{r1}} \quad (6.46)$$

Largura média do dente:

$$\bar{b}_{d1} = \frac{A_{d1}}{h_{d1}} \quad (6.47)$$

$$\bar{b}_{r1}^* = \bar{b}_{r1} + \frac{\bar{b}_{d1}}{3} \quad (6.48)$$

$$b_{d1}^* = \frac{2}{3} \bar{b}_{d1} \quad (6.49)$$

Passo de ranhura:

$$t_{r1}^* = \bar{b}_{r1} + \bar{b}_{d1} \quad (6.50)$$

Raio médio da coroa:

$$\bar{r}_{c1}^* = \bar{r}_{c1} - x_s \quad (6.51)$$

$$\text{Com } x_s = \frac{(h_{c1} + h_{r1}) \cdot \bar{b}_{d1}^* \frac{h_{r1}}{2}}{(h_{c1} + h_{r1}) \cdot \bar{b}_{d1}^* + h_{c1} \cdot \bar{b}_{r1}^*} \quad (6.52)$$

Para este procedimento, o cobre do enrolamento é substituído, teoricamente, por barras de ferro com o mesmo comprimento da máquina e o mesmo peso do cobre do enrolamento alojado nas ranhuras, obtendo-se assim a área da seção transversal A_k de tal barra de ferro:

$$A_k = \frac{P_{cu1} \frac{L_f}{l_{C1}}}{g_{Fe} \cdot b_{r1} \cdot N_1} \quad (6.53)$$

$$J_{tr1} = h_{xr} \cdot L_f \cdot h_{C1}^3 \quad (6.54)$$

$$J_{td1} = h_{xd} \cdot L_f \cdot (h_{C1} + h_{r1})^3 \quad (6.55)$$

O momento de inércia de torção resultante, considerando-se os dentes, resulta em:

$$J_{t1}^* = (\bar{b}_{d1} + \bar{b}_{r1}) \frac{\frac{J_{tr1}}{\bar{b}_{r1}^*}}{1 + \frac{J_{tr1} \cdot \bar{b}_{d1}^*}{J_{td1} \cdot \bar{b}_{r1}^*}} \quad (6.56)$$

Os momentos de inércia geométricos polares serão:

$$J_{pd1} = \frac{L_f \cdot (h_{c1} + h_{r1})^3}{12} + \frac{(h_{c1} + h_{r1}) \cdot L_f^3}{12} + L_f \cdot (h_{c1} + h_{r1}) \left(\frac{h_{r1}}{2} - x_s \right)^2 \quad (6.57)$$

$$J_{pr1} = \frac{L_f \cdot h_{c1}^3}{12} + \frac{h_{c1} \cdot L_f^3}{12} + h_{c1} \cdot L_f \cdot x_s^2 + A_k \left(\frac{h_{c1} + h_{r1}}{2} - x_s \right)^2 \quad (6.58)$$

$$J_{p1}^* = J_{pd1} \frac{\bar{b}_{d1}}{\bar{t}_{r1}^*} + J_{pr1} \frac{\bar{b}_{r1}}{\bar{t}_{r1}^*} \quad (6.59)$$

O fator de correção h_x é calculado pela seguinte função:

$$h_x = \frac{1}{3} - \frac{0,21}{x^1} + \frac{0,017}{x^5} \quad (6.60)$$

Onde temos que:

$$x = \frac{1}{h_{c1}} \quad \text{para } h_{xr} \quad (6.60a)$$

Alternativamente temos que:

$$x = \frac{1}{h_{c1} + h_{r1}} \quad \text{para } h_{xd} \quad (6.60b)$$

Desta forma as frequências naturais de torção podem ser determinadas com simplificações análogas ao cálculo das frequências naturais de flexão.

Finalmente pode-se determinar a amplitude do ângulo de torção:

$$\Phi_{Tn} = \frac{\bar{r}_{c1}^2 \cdot L_f \cdot h_T \cdot g_n \cdot S_n}{2 \cdot (E_{Fe} \cdot J_{x1} + G_{Fe} \cdot J_{t1} \cdot n^2)} \quad (6.61)$$

6.7 Cálculo do nível de ruído magnético

6.7.1 Determinação do nível de ruído na excitação por uma única onda girante de deformação

As ondas girantes de deformação por flexão da expressão (6.31) e deformação por torção da expressão (6.42), causadas por uma onda girante de pressão mecânica conforme equação (6.24) pode ser composta em uma resultante. As amplitudes são somadas geometricamente pelo teorema de Pitágoras.

$$\hat{Y}_n = \sqrt{\hat{Y}_{Fn}^2 + \hat{Y}_{Tn}^2} \quad (6.62)$$

O que pode ser ilustrado pela Figura 6.3 a soma ortogonal das amplitudes da deformação por flexão mais a deformação por torção:

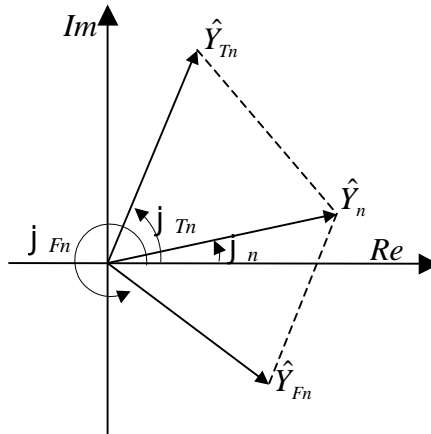


Figura 6.3 – Soma de fasores de mesma frequência e número de ordem para momento de Flexão e momento de Torção.

A onda girante de deformação vale:

$$\hat{Y}_n(x, t) = \sum_n \hat{Y}_n \cdot \cos(n \cdot x - 2\pi f_n \cdot t - j_n) \quad (6.63)$$

Sendo o motor considerado um "radiador esférico isotrópico em todo o comprimento do cilindro", o nível de potência sonora de uma onda de deformação total resulta em:

$$L_n = 20 \log(9,05 \times 10^7 \cdot f_n \cdot \hat{Y}_n \cdot \sqrt{P_{rel}}) \text{ em dB} \quad (6.64)$$

A potência relativa de radiação P_{rel} representa a relação entre a intensidade sonora de um radiador esférico isotrópico e a intensidade sonora de um plano para a mesma amplitude de deformação.

A potência relativa de radiação é função do número de ordem n e do perímetro do radiador esférico referido ao comprimento da onda sonora λ_n de frequência f_n .

Para o diâmetro do radiador esférico usa-se o diâmetro externo do pacote de chapas do estator multiplicado por 1,05 para carcaça de chapas e motores abertos IP00 e se multiplica pelo fator 1,17 para motores com carcaças de FoFo ou alumínio com aletas.

Introduzindo a relação do comprimento de onda e da frequência com a velocidade do som, então resulta a seguinte função:

$$D_{cl} = (1.05 \text{ para IP00 ou carcaça Chapa}) \cdot D_{el} \quad (6.65a)$$

$$D_{cl} = (1.17 \text{ p/ carcaça de FoFo ou Alumínio}) \cdot D_{el} \quad (6.65b)$$

$$P_{rel} = f\left(n, \frac{p \cdot D_{cl} \cdot f_n}{c}\right) \quad (6.65c)$$

$$c = l_n \cdot f_n \quad (6.66)$$

Onde: c é a velocidade do som no meio ambiente

f_n é a frequência do sinal em Hz

l_n é o comprimento da onda do sinal

$$c = 331 + 0,6 \cdot Ta \quad (6.67)$$

Onde Ta é temperatura ambiente do meio de propagação em graus Celsius.

O valor de P_{rel} é obtido das curvas que representam a função (6.65b) para valores de r ou $n = 1$ até r ou $n = 20$, conforme a Figura 6.4.

$$L_n = 20 \cdot \log(9,05 \times 10^7 \cdot f_n \cdot Y_n) + 10 \cdot \log(P_{rel}) \quad (6.68a)$$

No cálculo do nível de potência sonora, para o caso de se obter a potência relativa de radiação em decibéis (dB), a equação (6.64), sofre a seguinte alteração:

$$L_n = 20 \cdot \log(9,05 \times 10^7 \cdot f_n \cdot Y_n) + P_{rel} \quad (6.68b)$$

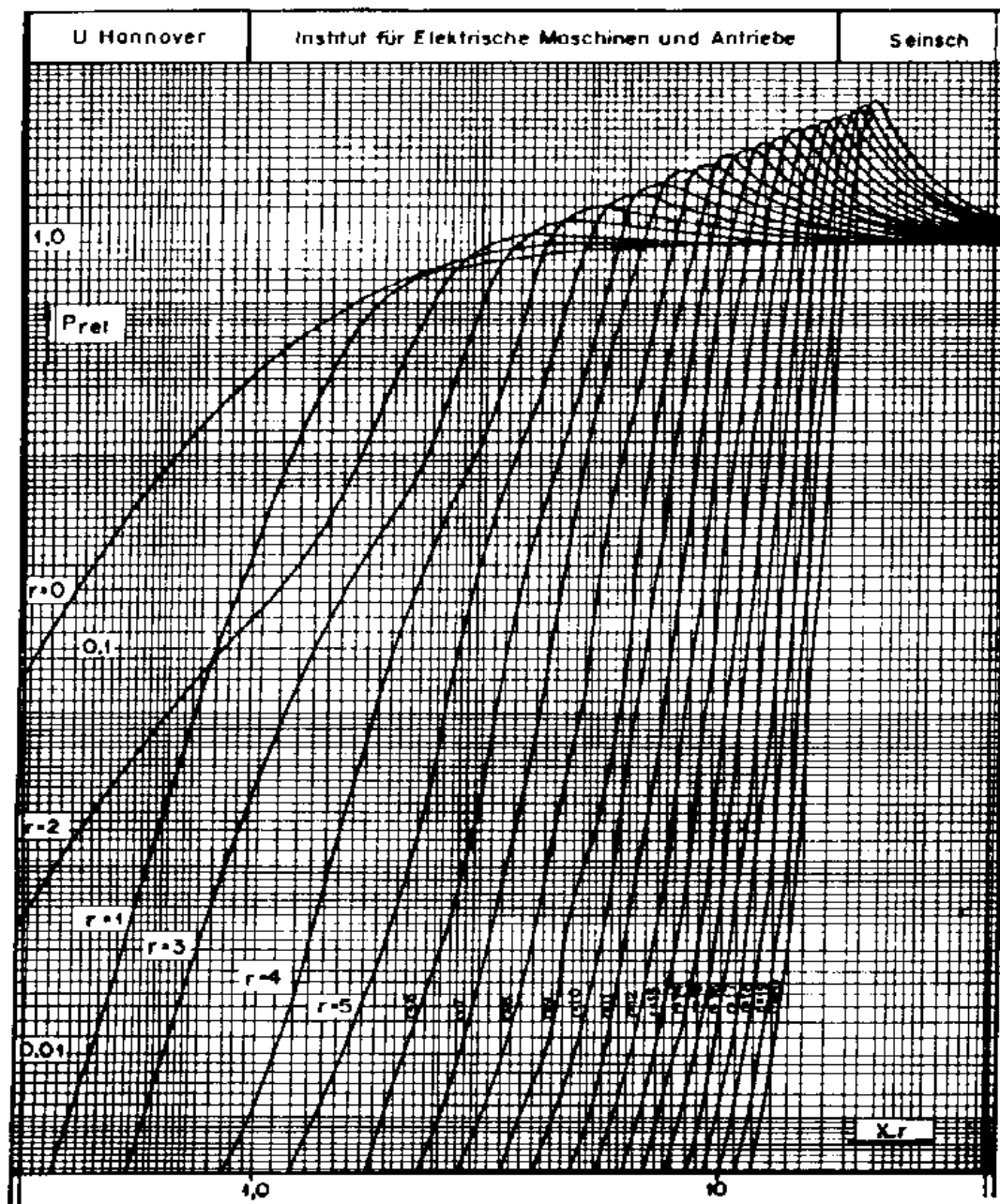


Figura 6.4 – Curvas de potência relativa de radiação P_{rel} conforme Prof. Dr.-Ing. Seinsch do Instituto de Máquinas Elétricas e Acionamentos da Universidade de Hannover.

6.7.2 Determinação do nível de ruído resultante

Pela expressão (6.13), também resultam frequências negativas, puramente matemáticas, que não ocorrem na realidade.

Neste caso, deve-se inverter o sinal do argumento do cosseno, ou seja, a frequência, o número de ordem e o ângulo de fase.

Como cosseno é uma função par, o sinal da amplitude permanece inalterado.

Desta forma, as amplitudes resultantes e os ângulos de fase das ondas girantes de deformação, para mesma frequência e número de ordem, podem ser determinados segundo as leis do cálculo complexo, conforme Figura 6.4, separadamente para excitação direta e para excitação por *efeito Weh*, como já foi mencionado.

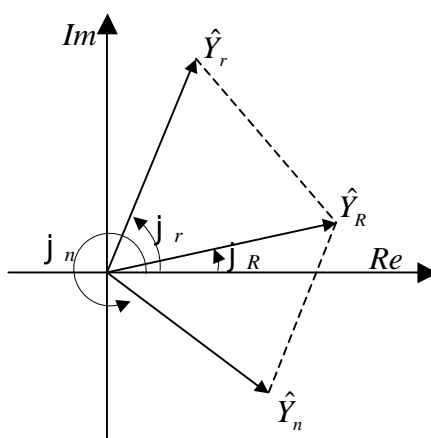


Figura 6.5 – Soma de fasores da excitação direta e por *efeito Weh*

Até aqui somente foram consideradas ondas girantes de deformação isoladas, da forma que resultam nas expressões (6.31) e (6.42), sem que ondas girantes de mesmo número de ordem e frequência fossem combinadas.

Este procedimento é eficiente, pois determina as combinações de ondas girantes de indução que contribuem substancialmente para o espectro de ruído.

Segundo [1], para o cálculo do espectro de ruído resultante, todas as ondas girantes de mesmo número de ordem r ou n e frequência fr ou f_n devem ser combinadas. Isto é feito separadamente para excitação direta e para excitação por *efeito Weh*.

Para estas amplitudes pode-se calcular novamente o nível de potência sonora L_r ou L_n pela expressão (6.68).

Daí resultam os níveis de potência sonora para excitação direta L_r e de acordo com [9], para excitação por *efeito Weh* L_n .

Somando-se as amplitudes das ondas girantes de deformação da excitação direta e da excitação por *efeito Weh* segundo a Figura 6.5, e determinando-se novamente o nível de potência sonora pela expressão (6.68), obtém-se o nível de potência sonora resultante L_{RES} na superfície da máquina.

O que falta agora é atenuar o nível da potência sonora pela escala A de percepção do ouvido humano e calcular a pressão sonora a 1 metro de distância que será o valor medido.

Este nível de pressão sonora é realmente medido na superfície da máquina.

Todos os outros valores são determinados matematicamente e servem apenas para melhor compreensão da origem da fonte de ruído.

6.8 Conclusões

O ruído transmitido pela estrutura surge, por um lado, porque existem ondas de força radial no entreferro, cuja ação é distribuída ao longo do perímetro do estator. Quando existe uma força de vibração com atuação unilateral é porque o modo de vibração da força é igual a 1.

Estas forças de vibração são transmitidas pela carcaça da máquina para a fundação. Se o sentido da força de vibração está fixo no espaço, então a amplitude do ruído transmitido através da estrutura é constante no tempo; se, no entanto, o sentido gira, a amplitude está exposta a oscilações. Se o sentido da força de vibração está fixo no espaço, ou se ele gira, depende se as ondas de campo, que geram a força de vibração, possuem o mesmo sentido de rotação ou não.

O ruído transmitido pelo ar é gerado quando a coroa magnetizada do pacote de chapas é excitada através das ondas de vibração radial no entreferro, geradas pelas harmônicas do campo (estas forças atuam em sentido radial) cujas amplitudes se distribuem em forma senoidal ao longo do perímetro do estator. O número de pares de pólos destas ondas senoidais, que determina a forma de vibração do pacote de chapas é idêntico ao número de

pares de pólos das ondas de força radial de excitação. As vibrações do pacote de chapas excitam o ar ambiente na mesma frequência de vibração, o que resulta numa irradiação do som através do ar. Estas relações valem tanto para o pacote de chapas do estator como do rotor. Sobre as vibrações do pacote de chapas do rotor e a sua irradiação pode-se dizer que seus efeitos praticamente desaparecem, visto que o estator que envolve o rotor possui certo efeito de amortecimento.

No que se refere à inconveniência com que o ouvido humano percebe o ruído, deve-se observar que um som de mesma potência, mas com frequência maior é percebido como um som mais incômodo. Portanto, é preocupante quando a frequência está situada entre 250 e 4000 Hz. Conseqüentemente, aquelas ondas de campo que causam forças radiais e que excitam o estator nestas frequências devem ser evitadas. É de suma importância também, num dado espectro de ondas de força radial em relação ao nível de ruído, a maneira como o pacote de chapas está acoplado à carcaça e qual o comportamento da vibração natural da própria carcaça.

7 ANÁLISE EXPERIMENTAL

7.1 Ensaio de ruído acústico na câmara Semi Anecóica

O ensaio é realizado em câmara Semi Anecóica onde a pressão sonora é medida em oito diferentes posições a 1 metro de distância do retângulo formado pelas dimensões externas do motor. A ponta de eixo, assim como a caixa de ligação não é considerada como fazendo parte da dimensão do cilindro que compõem o radiador esférico isotrópico.

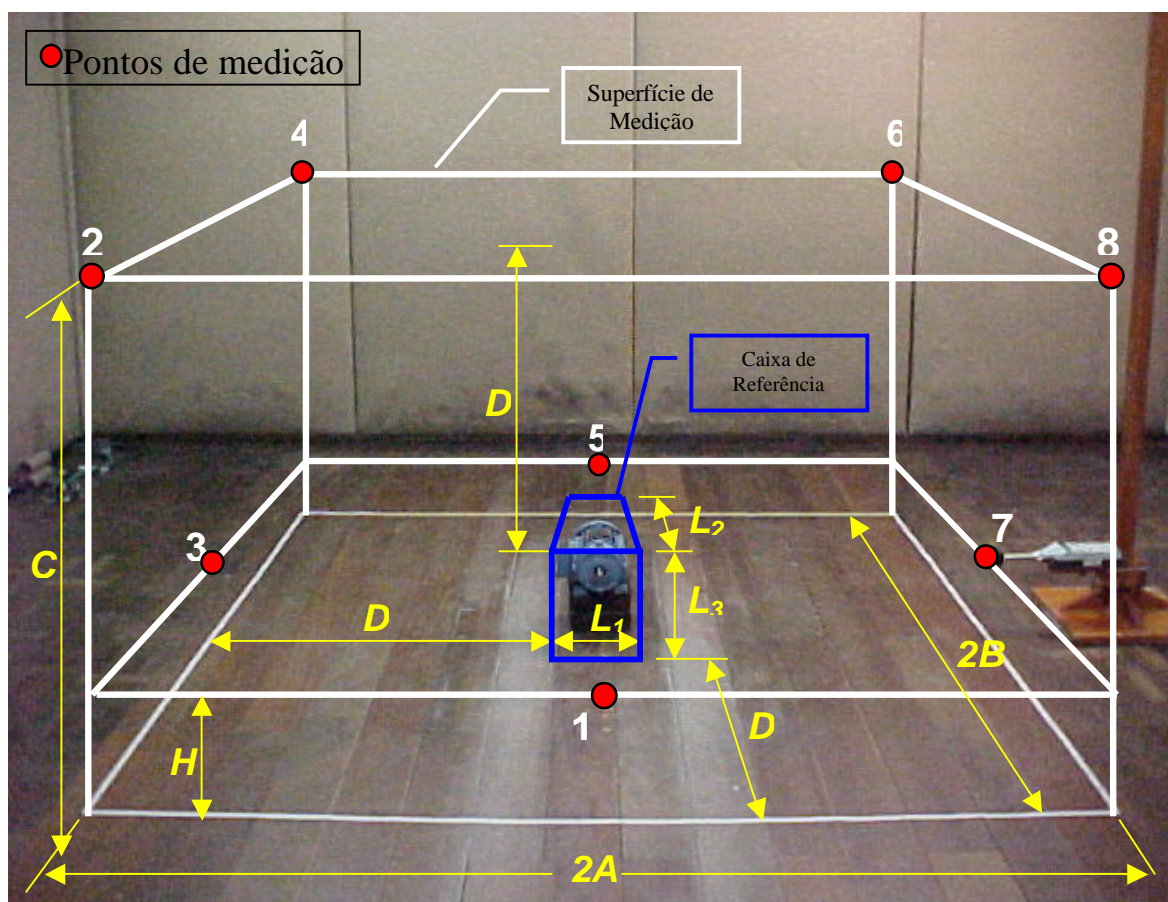


Figura 7.1 – Pontos de medição do Nível de Pressão Sonora em um paralelepípedo a 1 metro de distância do motor.

7.2 Motores ensaiados – Resultados do cálculo versus ensaio

A partir do espectro de ruído para cada motor, medido em oito diferentes posições de acordo com a Figura 7.1 foram identificadas às frequências mais significativas do ruído de origem magnética, ou seja, aquelas de maior Nível de Pressão Sonora.

Estes Níveis de Pressão Sonora em dB(A) a um metro de distância do motor, obtidos nos ensaios, comparados com o cálculo, estão apresentados nos gráficos da Figuras 7.2 até a Figura 7.33.

Para validar o procedimento de cálculo descrito nos capítulos precedentes foram ensaiados cinco motores diferentes descritos a seguir:

7.2.1 Motor 1: 0,85CV – 2pólos – 115 Volts – 60 Hz

Carcça Nema 48 – IP00 – Sem carcaça de chapa – N1/N2 = 24/28 – EB 6992.0396 – Desenho de chapa 6003.0430 – Sem ventilador externo – Sem aletas no rotor – Sem freio mecânico do ceifador – Inclinação radial das barras do rotor 15 graus.

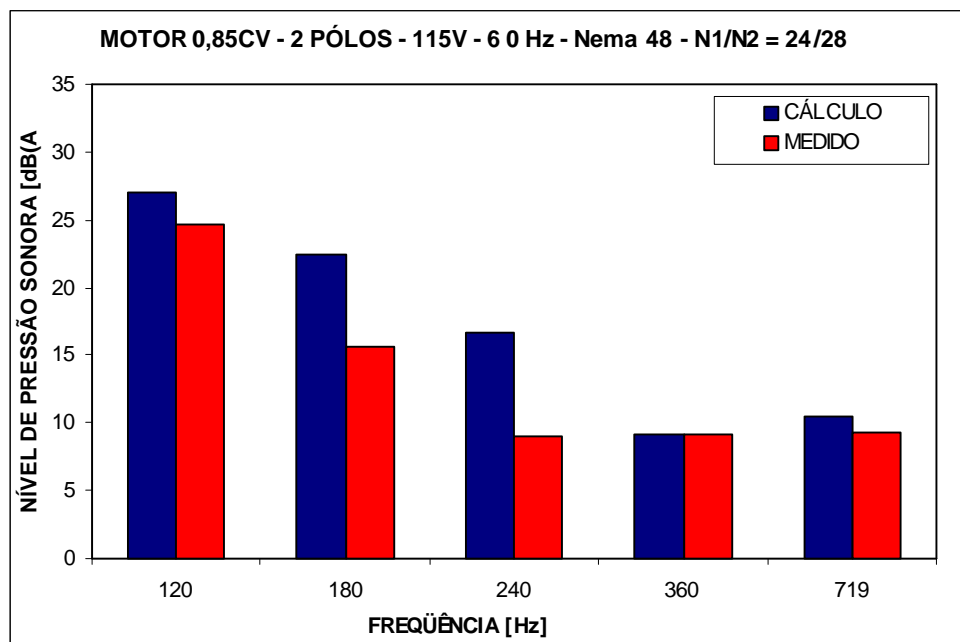


Figura 7.2 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 0,85CV - 2 pólos –115 V – 60 Hz.

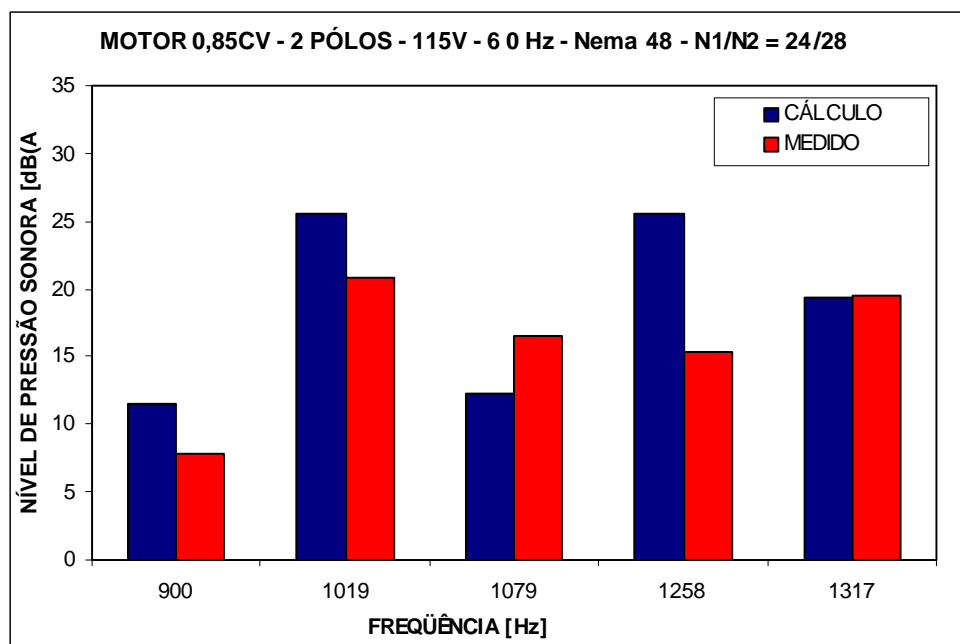


Figura 7.3 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 0,85CV - 2 pólos –115 V – 60 Hz.

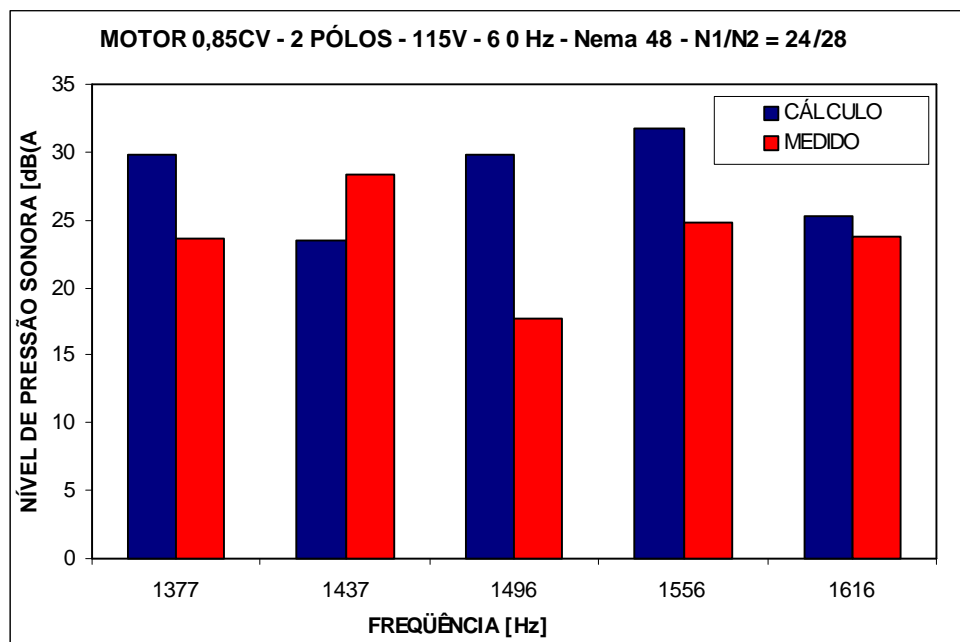


Figura 7.4 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 0,85CV - 2 pólos –115 V – 60 Hz.

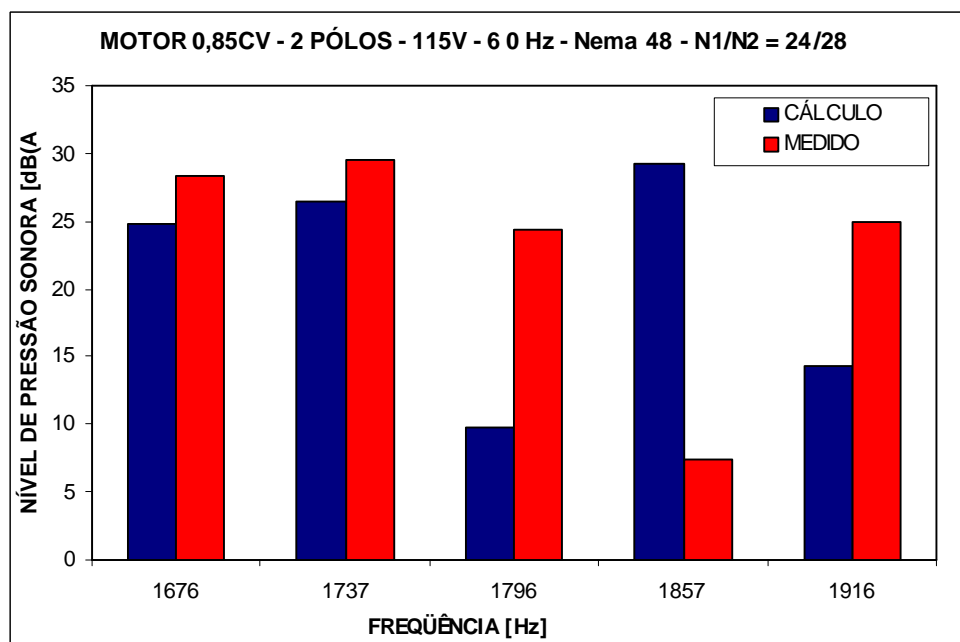


Figura 7.5 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 0,85CV - 2 pólos –115 V – 60 Hz.

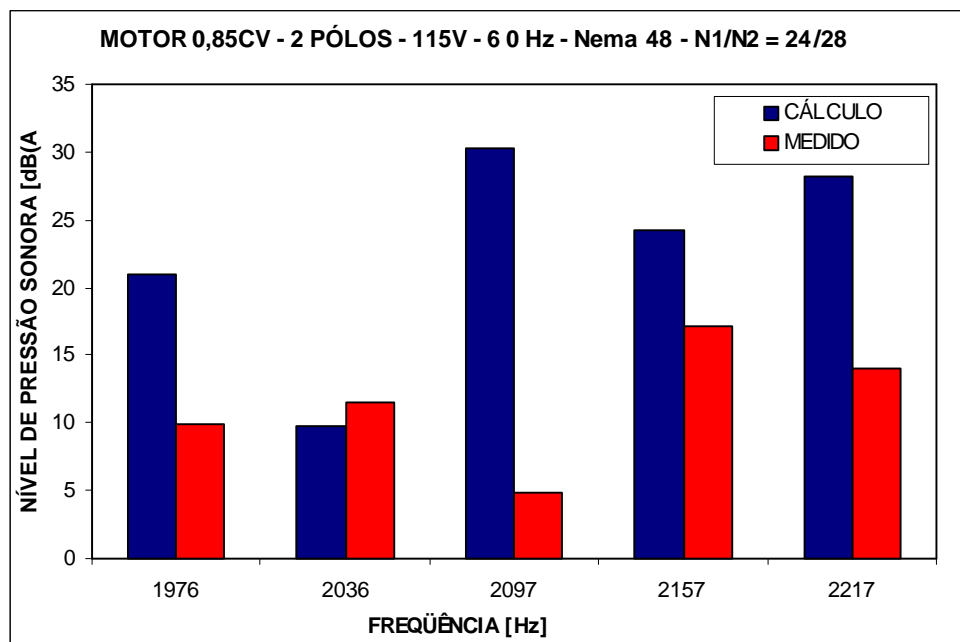


Figura 7.6 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 0,85CV - 2 pólos –115 V – 60 Hz.

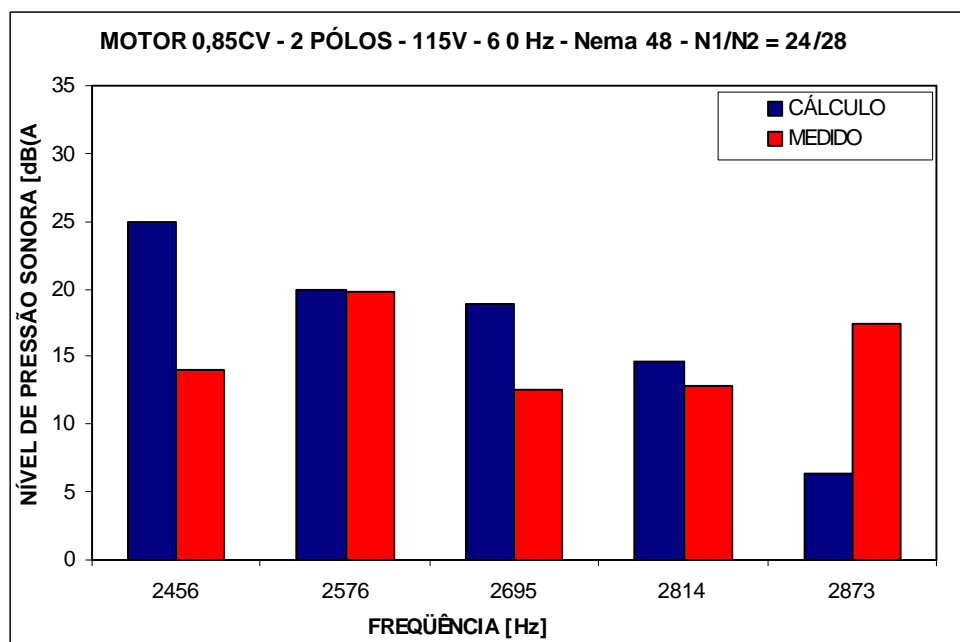


Figura 7.7 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 0,85CV - 2 pólos –115 V – 60 Hz.

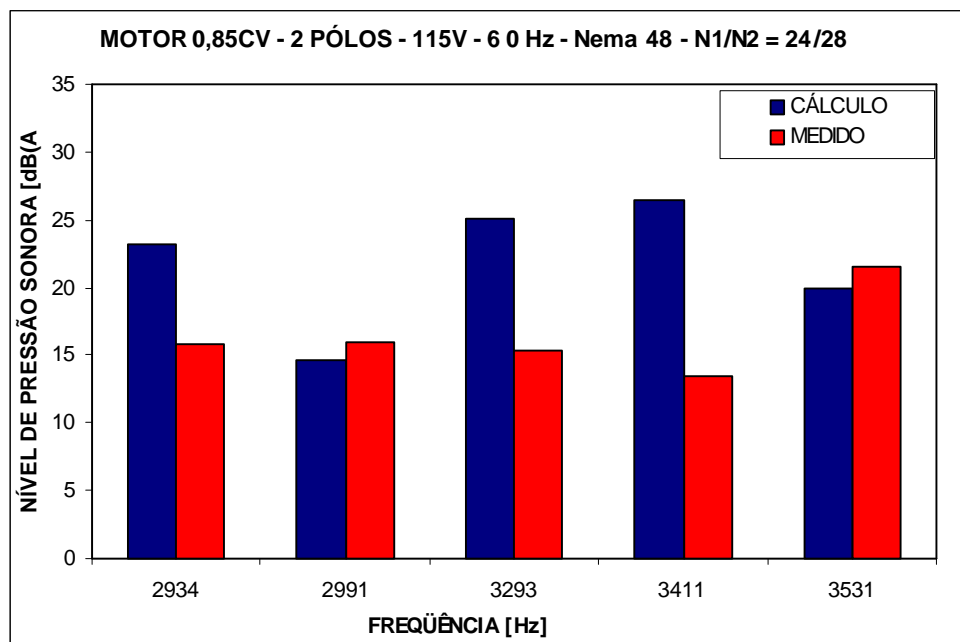


Figura 7.8 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 0,85CV - 2 pólos –115 V – 60 Hz.

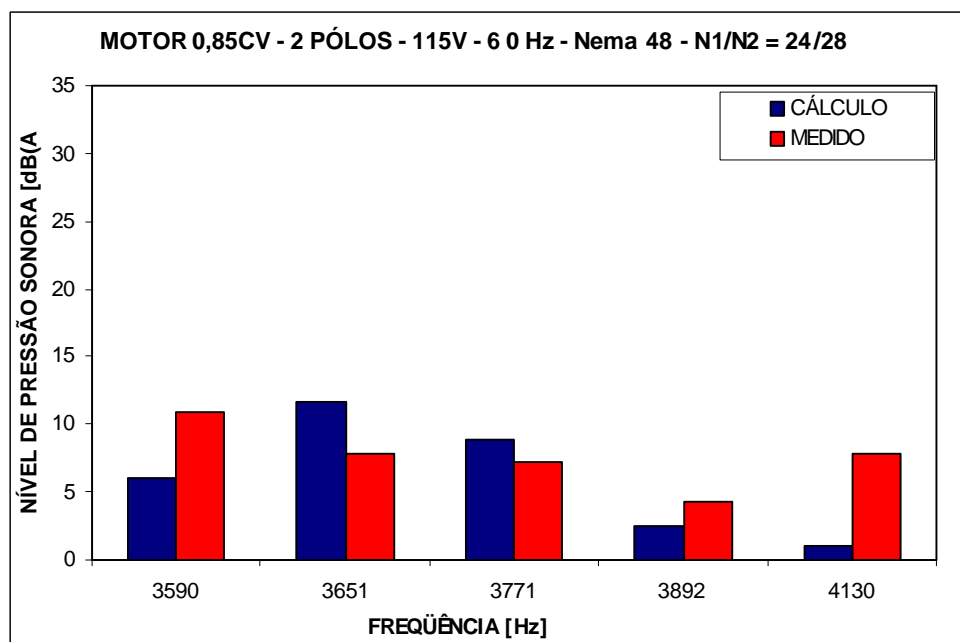


Figura 7.9 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 0,85CV - 2 pólos –115 V – 60 Hz.

Tabela 7.1 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 0,85CV – 2 pólos – 115 V – 60 Hz.

0,85CV 2 pólos 60Hz 115Volts N1/N2 = 24/28 Carcaça Nema 48												
RPM ensaio	119	183	241	297	359	419	478	541	600	659	719	778
Ensaio Pos 1	20.4	7.6	4.7	1.9	5.1	4.5	2.7	3.4	2.7	3.5	8.9	11.0
Ensaio Pos 2	17.3	7.4	6.1	4.3	6.4	3.1	3.1	8.7	4.1	8.5	9.9	8.5
Ensaio Pos 3	31.2	10.9	6.3	1.4	8.7	2.8	2.2	3.5	4.2	10.0	7.5	7.6
Ensaio Pos 4	20.4	7.6	6.0	9.5	6.0	1.8	3.8	3.2	5.1	5.4	7.1	8.5
Ensaio Pos 5	21.7	10.1	9.0	3.0	15.7	3.5	2.7	2.1	2.8	6.1	14.8	12.4
Ensaio Pos 6	20.8	15.3	10.0	1.5	3.6	3.5	1.6	7.7	5.1	9.0	6.8	7.8
Ensaio Pos 7	26.3	16.6	13.4	1.3	5.7	3.5	2.5	3.1	2.4	8.1	4.0	9.5
Ensaio Pos 8	19.4	22.4	9.3	6.5	4.7	2.9	1.7	2.9	2.7	8.7	2.8	3.7
Média Log Ens	24.7	15.6	9.0	4.7	9.1	3.3	2.6	5.0	3.8	7.8	9.3	9.2
Calculo AAVGR	27.0	22.5	16.7	24.0	9.1	22.9	6.8	20.2	2.2	20.4	10.5	25.2
RPM AAVGR	120	180	240	300	360	420	480	540	600	659	719	780

Tabela 7.2 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 0,85CV – 2 pólos – 115 V – 60 Hz.

0,85CV 2 pólos 60Hz 115Volts N1/N2 = 24/28 Carcaça Nema 48												
RPM ensaio	840.6	900.0	959.4	1078.1	1256.3	1318.8	1378.1	1437.5	1496.9	1559.4	1618.8	1678.1
Ensaio Pos 1	28.2	11.9	22.6	18.8	16.0	21.8	24.6	34.5	23.3	23.6	24.3	35.4
Ensaio Pos 2	33.7	8.1	22.7	12.3	6.8	8.1	14.6	25.2	13.4	9.7	11.6	20.2
Ensaio Pos 3	19.5	7.0	16.3	11.0	20.6	18.3	15.9	22.6	11.9	22.6	18.5	26.8
Ensaio Pos 4	36.5	6.5	19.5	12.7	17.0	20.9	21.5	17.5	10.0	8.7	19.7	23.2
Ensaio Pos 5	37.6	9.2	21.0	21.0	12.2	20.6	30.9	30.9	21.4	31.3	31.3	27.2
Ensaio Pos 6	26.9	8.6	19.5	14.9	10.3	16.7	17.5	20.5	13.1	21.4	19.0	17.3
Ensaio Pos 7	29.9	10.5	7.0	9.4	15.5	14.8	16.1	19.5	15.8	26.7	14.1	27.9
Ensaio Pos 8	25.5	8.8	23.7	19.0	5.1	22.2	13.9	27.9	9.8	15.8	8.5	19.8
Média Log Ens	32.8	9.2	20.8	16.6	15.4	19.5	23.6	28.3	17.7	24.8	23.8	28.4
Calculo AAVGR	6.0	11.5	25.6	12.2	25.5	19.4	29.8	23.5	29.9	31.7	25.2	24.8
RPM AAVGR	840	900	1019	1079	1258	1317	1377	1437	1496	1556	1616	1676

Tabela 7.3 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 0,85CV – 2 pólos – 115 V – 60 Hz.

0,85CV 2 pólos 60Hz 115Volts N1/N2 = 24/28 Carcaça Nema 48												
RPM ensaio	1681	1800	1859	1919	1978	2038	2052	2100	2159	2278	2400	2638
Ensaio Pos 1	33.0	26.3	6.8	23.5	4.5	13.1	7.8	3.9	19.6	14.3	20.6	22.9
Ensaio Pos 2	25.2	17.6	7.7	13.9	1.2	5.7	8.5	11.0	18.0	8.1	11.4	16.8
Ensaio Pos 3	30.1	7.3	9.0	18.2	5.1	12.7	5.1	12.7	11.6	9.9	4.6	23.5
Ensaio Pos 4	23.2	25.9	1.3	10.4	6.0	12.4	9.0	6.0	16.7	6.8	7.7	5.2
Ensaio Pos 5	33.2	30.0	11.2	29.1	15.6	14.1	11.2	11.7	19.7	16.7	15.6	22.8
Ensaio Pos 6	17.3	22.2	8.2	26.7	9.3	7.9	12.9	13.5	10.9	15.0	12.7	12.0
Ensaio Pos 7	31.6	19.9	4.0	27.4	3.4	6.8	7.4	10.0	16.5	18.3	6.1	19.1
Ensaio Pos 8	19.8	15.2	8.3	24.9	12.9	11.8	13.2	9.5	16.7	9.2	6.7	9.4
Média Log Ens	29.6	24.3	7.9	24.9	9.9	11.5	10.2	10.7	17.1	14.0	14.0	19.8
Calculo AAVGR	26.5	9.7	29.2	14.3	20.9	9.7	25.0	30.3	24.2	28.2	25.0	20.0
RPM AAVGR	1737	1796	1857	1916	1976	2036	2056	2097	2157	2217	2456	2576

Tabela 7.4 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 0,85CV – 2 pólos – 115 V – 60 Hz.

0,85CV 2 pólos 60Hz 115Volts N1/N2 = 24/28 Carcaça Nema 48												
RPM ensaio	2697	2819	2878	2928	2997	3050	3178	3294	3319	3409	3478	3528
Ensaio Pos 1	10.1	8.9	20.5	18.3	16.7	5.6	13.9	16.7	25.9	17.2	26.7	27.4
Ensaio Pos 2	12.7	2.3	13.9	7.3	10.3	12.5	5.2	19.2	14.6	11.9	13.9	19.2
Ensaio Pos 3	7.1	16.8	15.1	20.0	7.9	9.1	2.4	8.6	7.7	11.8	12.1	17.8
Ensaio Pos 4	3.8	10.4	20.9	13.0	7.6	7.5	14.5	4.2	8.7	15.0	19.6	21.3
Ensaio Pos 5	14.9	13.9	16.7	10.4	23.4	9.3	7.1	14.1	17.2	9.0	21.0	22.1
Ensaio Pos 6	17.1	12.3	16.0	16.0	2.1	6.1	8.7	18.0	16.1	5.5	13.5	18.9
Ensaio Pos 7	12.7	11.6	18.3	13.0	12.3	11.0	5.7	14.9	16.9	14.9	18.8	8.8
Ensaio Pos 8	9.5	15.1	5.6	15.7	3.4	7.5	7.6	10.5	17.0	13.1	17.5	19.1
Média Log Ens	12.6	12.9	17.5	15.8	15.9	9.2	10.0	15.3	18.9	13.5	20.4	21.6
Calculo AAVGR	18.9	14.6	6.3	23.2	14.6	20.4	23.2	25.1	1.0	26.4	4.8	19.9
RPM AAVGR	2695	2814	2873	2934	2991	3052	3173	3293	3351	3411	3471	3531

Tabela 7.5 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 0,85CV – 2 pólos – 115 V – 60 Hz.

0,85CV 2 pólos 60Hz 115Volts N1/N2 = 24/28 Carcaça Nema 48												
RPM ensaio	3597	3713	3772	3891	4012	4138	4244	4300	4428	4491	4581	TOT
Ensaio Pos 1	15.0	12.7	4.2	2.4	2.1	5.8	4.2	10.8	13.9	5.1	12.5	44.1
Ensaio Pos 2	2.5	2.1	6.2	2.3	3.1	3.8	4.9	3.1	13.7	5.6	8.3	37.3
Ensaio Pos 3	12.7	7.2	5.6	3.8	5.6	3.2	13.4	11.9	18.0	14.6	10.6	36.0
Ensaio Pos 4	4.9	3.1	7.5	3.3	3.5	2.5	4.7	2.4	16.7	5.1	8.6	38.4
Ensaio Pos 5	12.0	4.1	8.3	4.2	3.8	4.2	5.6	11.6	5.8	9.1	11.9	46.8
Ensaio Pos 6	5.1	6.3	9.7	4.8	2.9	7.9	3.5	3.0	12.7	2.0	11.3	35.5
Ensaio Pos 7	13.6	10.6	5.3	6.8	6.3	13.5	7.5	8.8	6.1	7.0	10.4	37.2
Ensaio Pos 8	2.7	4.5	8.5	5.2	6.9	8.9	14.3	9.9	8.6	6.4	7.1	35.6
Média Log Ens	10.9	7.8	7.3	4.3	4.6	7.9	9.4	9.1	13.8	8.6	10.4	41.1
Calculo AAVGR	6.1	11.6	8.8	2.5	4.2	1.0						41.2
RPM AAVGR	3590	3651	3771	3892	4012	4130						

7.2.2 Motor 2: 1/3CV – 4pólos – 127 Volts – 60 Hz

Carcaça Nema E56 – IP21 – Com carcaça de chapa – N1/N2 = 36/48 – EB 6998.1108
– Desenho da chapa 6003.9217 – Sem ventilador externo – Sem aletas no rotor –
Inclinação radial das barras do rotor 15 graus.

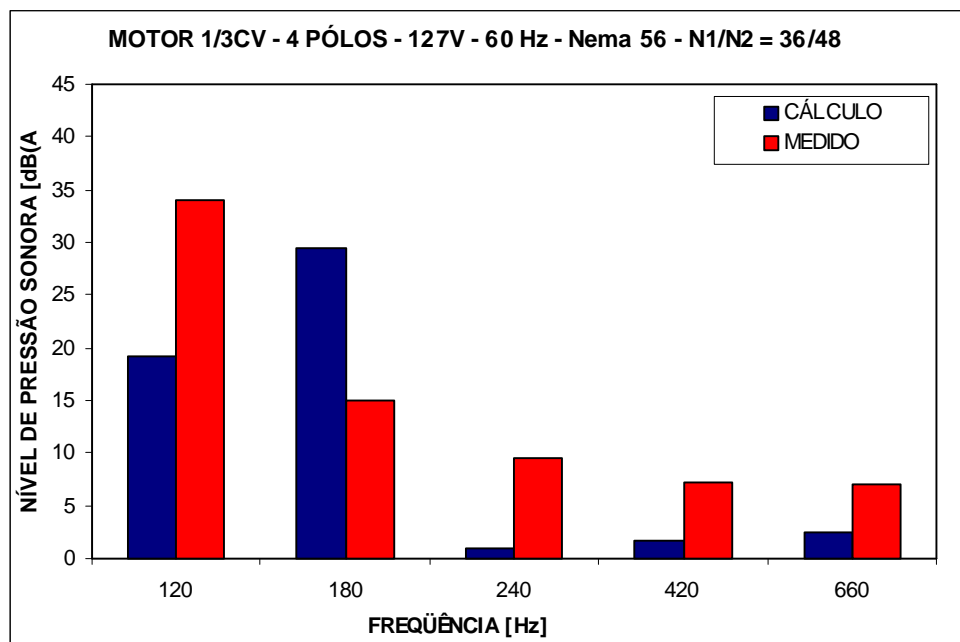


Figura 7.10 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/3CV - 4 pólos –127 V – 60 Hz.

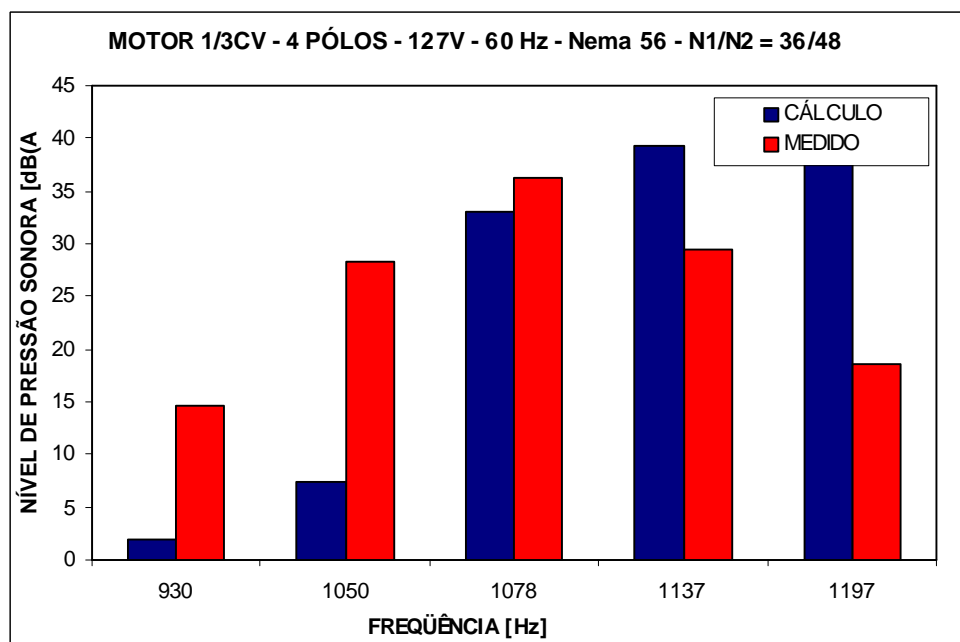


Figura 7.11 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/3CV - 4 pólos –127 V – 60 Hz.

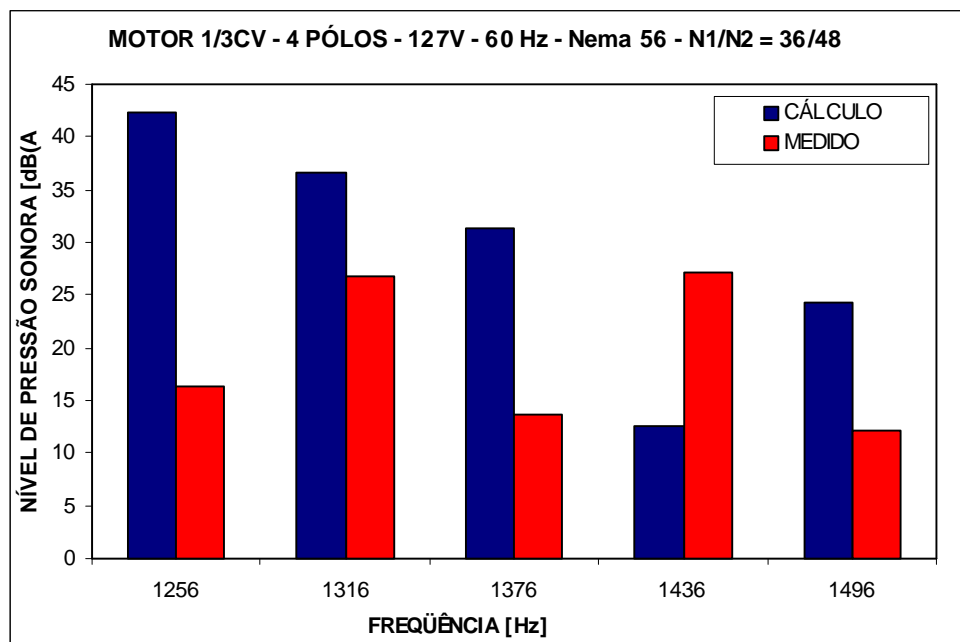


Figura 7.12 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/3CV - 4 pólos –127 V – 60 Hz.

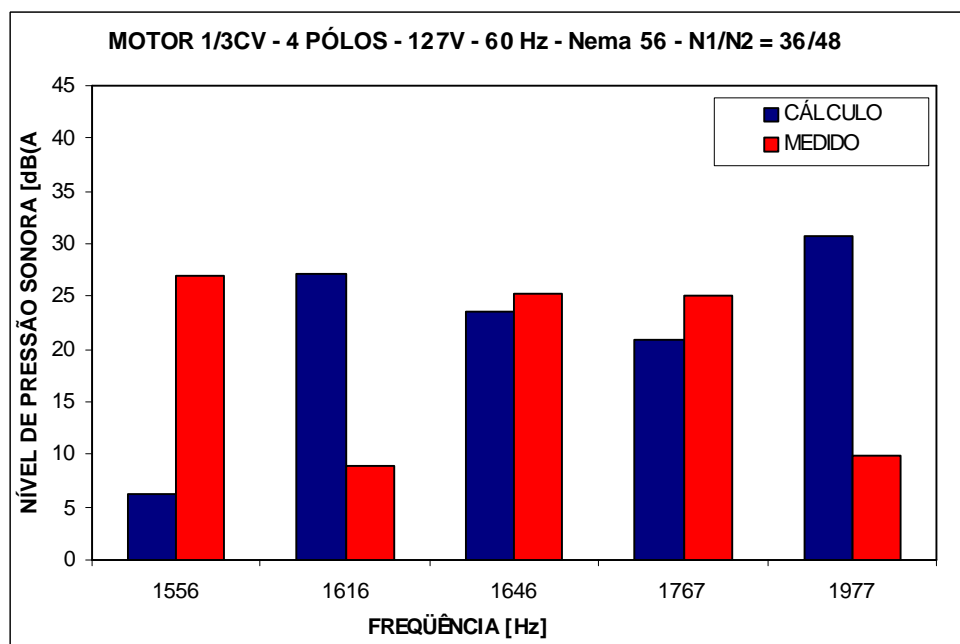


Figura 7.13 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/3CV - 4 pólos –127 V – 60 Hz.

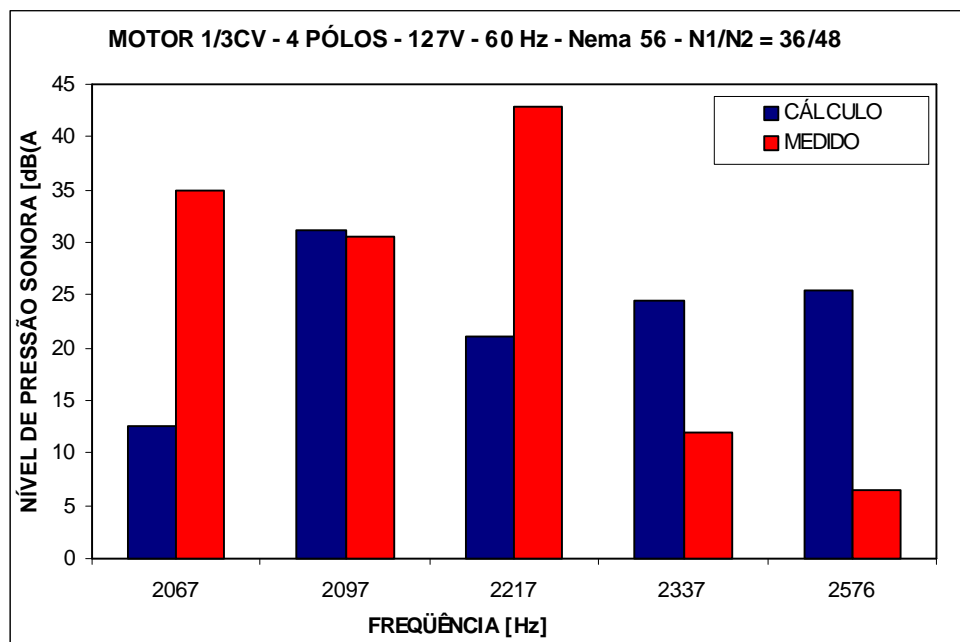


Figura 7.14 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/3CV - 4 pólos –127 V – 60 Hz.

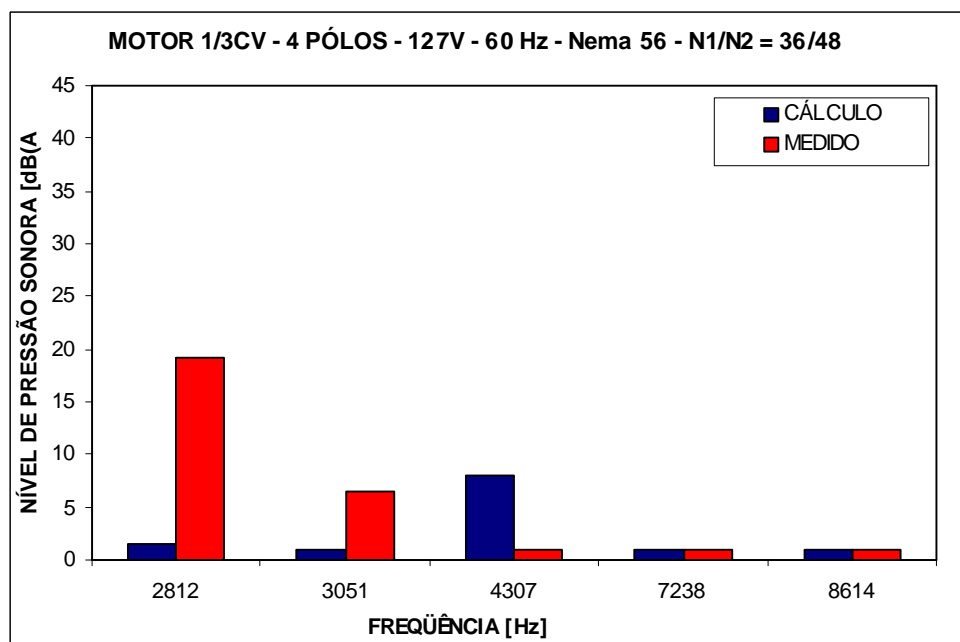


Figura 7.15 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/3CV - 4 pólos –127 V – 60 Hz.

Tabela 7.6 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 1/3CV – 4 pólos – 127 V- 60 Hz.

1/3CV 4 pólos 60Hz 127Volts N1/N2 = 36/48 Carcaça Nema E56												
RPM ensaio	120	180	240	297	360	420	480	540	600	660	720	780
Ensaio Pos 1	33.7	17.0	9.0	9.0	15.3	3.9	14.1	8.3	26.3	6.3	12.9	3.3
Ensaio Pos 2	34.6	14.0	11.6	7.6	14.9	6.7	25.6	16.0	35.9	11.7	33.6	11.2
Ensaio Pos 3	21.5	15.4	12.9	6.3	11.5	8.2	9.9	10.2	26.8	4.9	17.6	9.8
Ensaio Pos 4	39.7	13.1	9.1	4.3	22.4	6.6	10.0	14.7	37.1	6.6	11.8	4.4
Ensaio Pos 5	29.6	13.4	5.6	10.6	22.0	5.7	8.6	11.4	24.8	5.1	23.8	6.8
Ensaio Pos 6	29.4	13.0	7.4	5.1	24.0	3.6	8.2	9.1	19.4	3.4	24.7	9.7
Ensaio Pos 7	32.8	14.9	5.5	9.0	15.6	6.9	14.4	8.7	30.8	5.6	19.2	7.5
Ensaio Pos 8	31.9	16.9	8.0	7.9	14.4	11.3	20.1	9.4	30.1	6.5	12.2	6.2
Média Log Ens	34.0	15.0	9.4	7.9	19.6	7.3	18.4	11.9	32.0	7.0	25.8	8.1
Calculo AAVGR	19.1	29.5	1.0	1.0	1.0	1.8	0.1	0.1	1.0	2.5	0.1	1.0
RPM AAVGR	120	180	240	300	359	420	480	540	629	660	720	780

Tabela 7.7 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 1/3CV – 4 pólos – 127 V- 60 Hz.

1/3CV 4 pólos 60Hz 127Volts N1/N2 = 36/48 Carcaça Nema E56												
RPM ensaio	868	900	926	1046	1078	1136	1194	1256	1317	1374	1435	1497
Ensaio Pos 1	10.8	10.8	15.5	32.0	42.3	32.8	18.2	17.4	30.5	10.2	19.2	7.8
Ensaio Pos 2	26.1	12.2	14.4	17.7	29.1	22.9	14.4	7.6	25.6	11.3	31.4	8.5
Ensaio Pos 3	14.4	15.6	18.7	31.0	37.2	32.1	23.1	18.9	20.7	10.5	30.4	13.7
Ensaio Pos 4	13.8	11.5	16.5	19.3	27.2	30.6	21.7	18.2	25.1	18.9	31.0	15.4
Ensaio Pos 5	28.2	6.2	7.6	30.1	35.2	30.7	11.6	14.9	14.9	13.4	20.3	14.7
Ensaio Pos 6	26.1	7.2	12.1	26.5	34.3	25.6	8.7	16.8	30.7	10.7	18.5	5.7
Ensaio Pos 7	23.7	5.0	12.6	24.9	30.8	25.7	15.1	15.5	28.4	14.7	18.8	12.9
Ensaio Pos 8	6.9	8.2	10.0	26.7	35.6	23.9	19.3	14.5	15.5	8.7	19.0	8.5
Média Log Ens	23.5	10.9	14.6	28.2	36.3	29.4	18.6	16.4	26.8	13.6	27.2	12.1
Calculo AAVGR	0.1	0.1	1.9	7.4	33.1	39.3	39.0	42.4	36.6	31.3	12.5	24.3
RPM AAVGR	870	900	930	1050	1078	1137	1197	1256	1316	1376	1436	1496

Tabela 7.8 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 1/3CV – 4 pólos – 127 V- 60 Hz.

1/3CV 4 pólos 60Hz 127Volts N1/N2 = 36/48 Carcaça Nema E56												
RPM ensaio	1556	1619	1674	1740	1796	1858	1914	1980	2034	2094	2154	2336
Ensaio Pos 1	26.8	9.2	20.1	8.0	22.0	4.4	11.1	5.0	34.1	27.3	39.8	16.8
Ensaio Pos 2	27.9	11.2	27.4	7.4	24.5	2.7	21.0	7.3	38.3	28.4	34.6	4.0
Ensaio Pos 3	24.3	11.7	22.3	4.9	25.0	3.9	27.4	16.9	39.9	37.7	51.2	13.5
Ensaio Pos 4	24.3	10.4	29.4	4.1	17.6	4.7	26.6	8.5	35.8	28.3	35.2	13.6
Ensaio Pos 5	29.5	7.3	24.4	5.6	29.0	7.6	25.7	3.6	25.5	21.1	29.3	8.6
Ensaio Pos 6	28.6	3.8	20.6	5.3	25.9	6.0	19.0	4.5	25.1	28.2	29.2	8.3
Ensaio Pos 7	28.1	4.7	22.3	5.2	20.8	4.3	23.0	5.3	29.6	17.3	33.8	6.2
Ensaio Pos 8	21.5	7.5	26.3	7.7	26.6	3.0	27.5	6.4	27.0	26.2	39.5	10.8
Média Log Ens	27.0	9.0	25.2	6.2	25.1	4.9	24.7	9.9	34.9	30.5	43.0	12.0
Calculo AAVGR	6.2	27.2	23.6	28.0	20.8	1.2	2.8	30.8	12.6	31.1	21.1	24.4
RPM AAVGR	1556	1616	1646	1737	1767	1857	1917	1977	2067	2097	2217	2337

Tabela 7.9 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 1/3CV – 4 pólos – 127 V- 60 Hz.

1/3CV 4 pólos 60Hz 127Volts N1/N2 = 36/48 Carcaça Nema E56												
RPM ensaio	2396	2456	2576	2634	2748	2802	2868	2928	2988	3050	3186	TOT
Ensaio Pos 1	31.1	9.4	6.0	18.0	10.6	2.5	22.3	5.4	13.8	3.5	10.7	47.4
Ensaio Pos 2	17.4	2.5	7.4	10.9	16.8	6.6	25.5	2.6	7.7	5.4	5.5	44.8
Ensaio Pos 3	25.9	7.4	4.6	19.7	11.9	8.0	23.7	6.0	18.3	7.0	5.5	49.0
Ensaio Pos 4	27.2	6.0	5.5	20.1	21.1	6.6	25.1	7.4	20.3	6.7	4.5	45.2
Ensaio Pos 5	21.5	6.1	5.3	14.5	9.5	10.8	10.6	9.5	14.2	5.4	9.1	41.2
Ensaio Pos 6	6.5	4.7	7.5	11.4	11.1	9.4	8.2	7.0	10.9	10.0	9.0	41.4
Ensaio Pos 7	13.7	4.6	8.2	13.3	11.8	28.0	23.9	8.1	6.2	5.8	6.1	41.8
Ensaio Pos 8	19.0	5.1	6.1	9.6	14.8	5.5	22.1	7.3	5.7	4.2	5.9	43.6
Média Log Ens	25.0	6.2	6.5	16.3	15.3	19.2	22.8	7.0	15.0	6.4	7.6	45.2
Calculo AAVGR	11.3	1.0	25.4	0.1	0.1	1.5	0.1	1.0	0.1	1.0	0.1	47.6
RPM AAVGR	2367	2456	2576	2634	2748	2812	2868	2931	2988	3051	3186	

7.2.3 Motor 3: 1/9CV – 6pólos – 127 Volts – 60 Hz

Carcaça Nema E56 – IP21 – Com carcaça de chapa – N1/N2 = 36/48 – EB 6998.1108
– Desenho da chapa 6003.9217 – Sem ventilador externo – Sem aletas no rotor –
Inclinação radial das barras do rotor 15 graus.

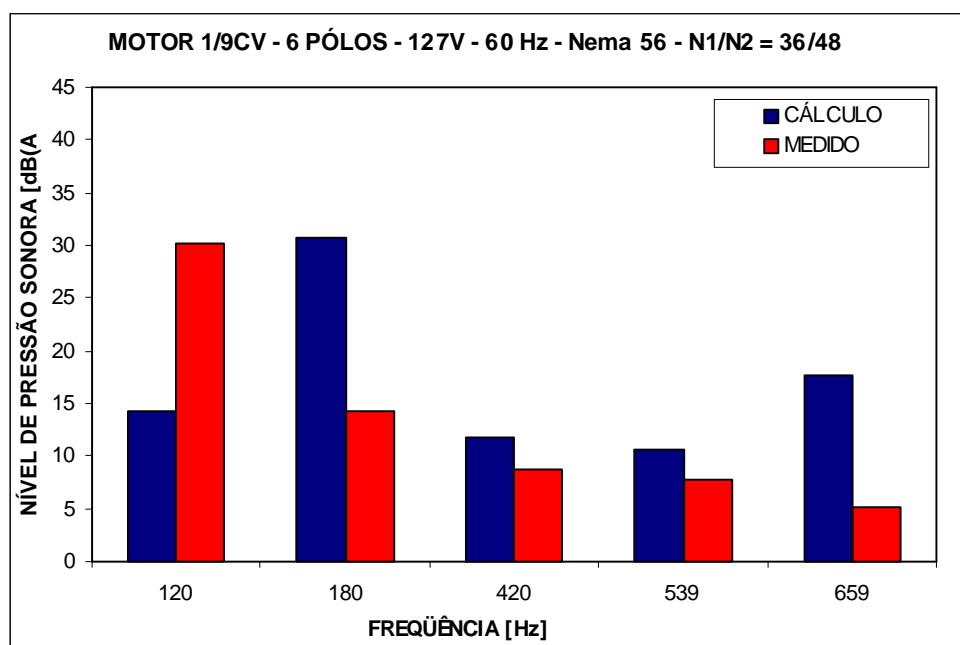


Figura 7.16 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/9CV - 6 pólos –127 V – 60 Hz.

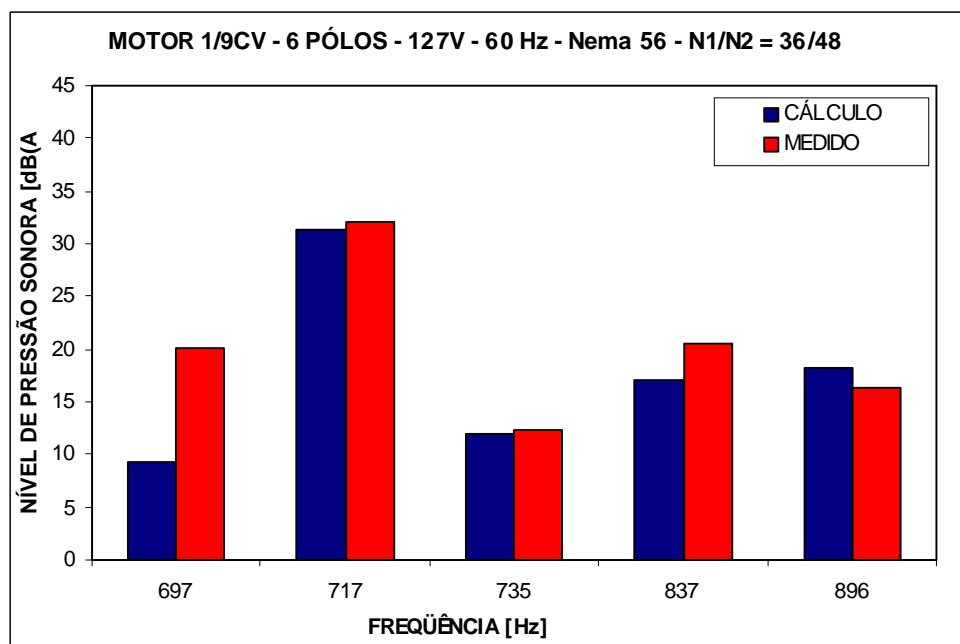


Figura 7.17 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/9CV - 6 pólos –127 V – 60 Hz.

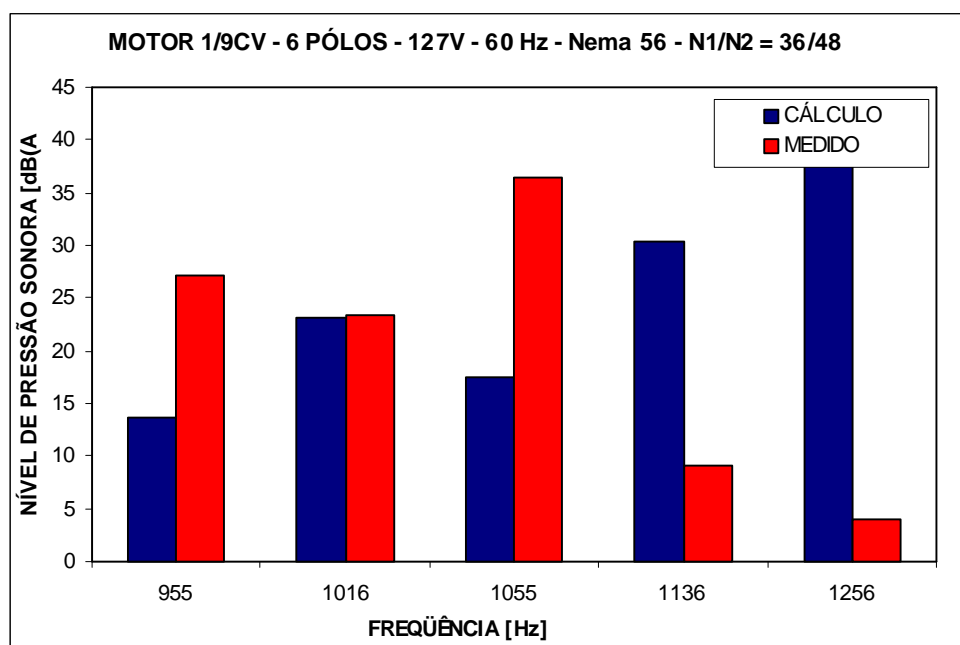


Figura 7.18 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/9CV - 6 pólos –127 V – 60 Hz.

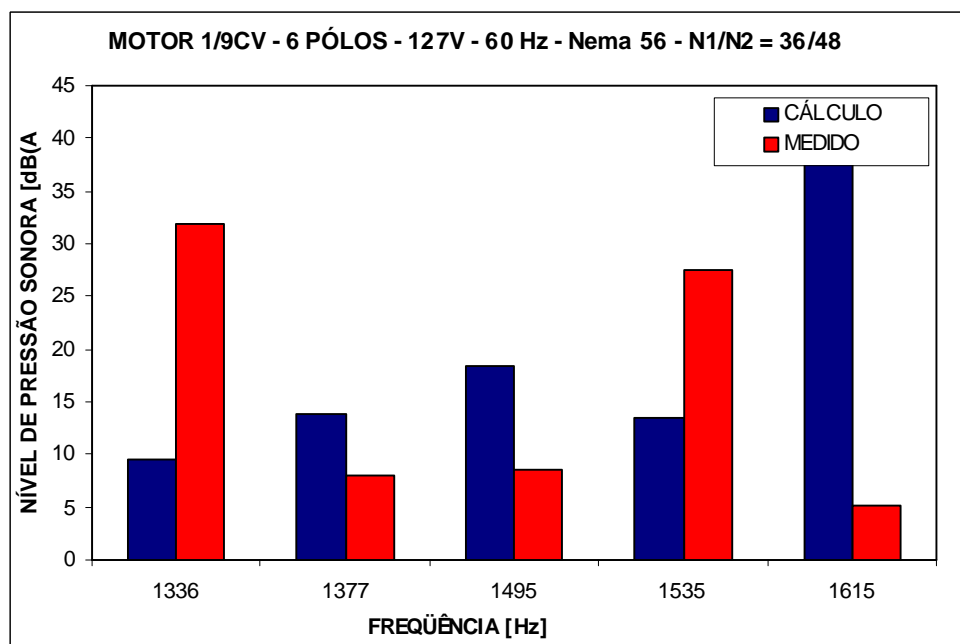


Figura 7.19 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/9CV - 6 pólos –127 V – 60 Hz.

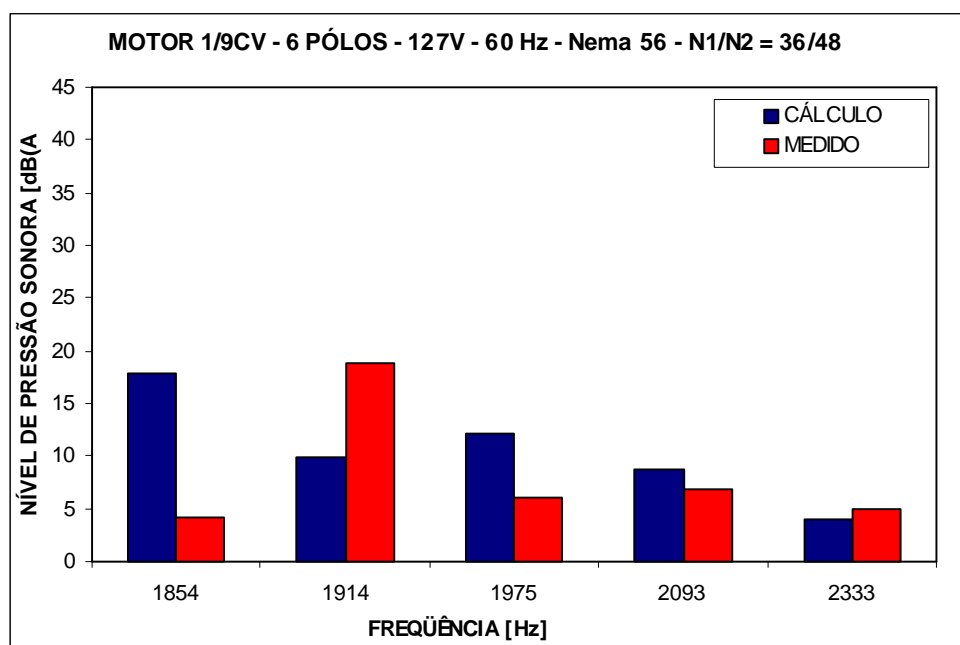


Figura 7.20 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/9CV - 6 pólos –127 V – 60 Hz.

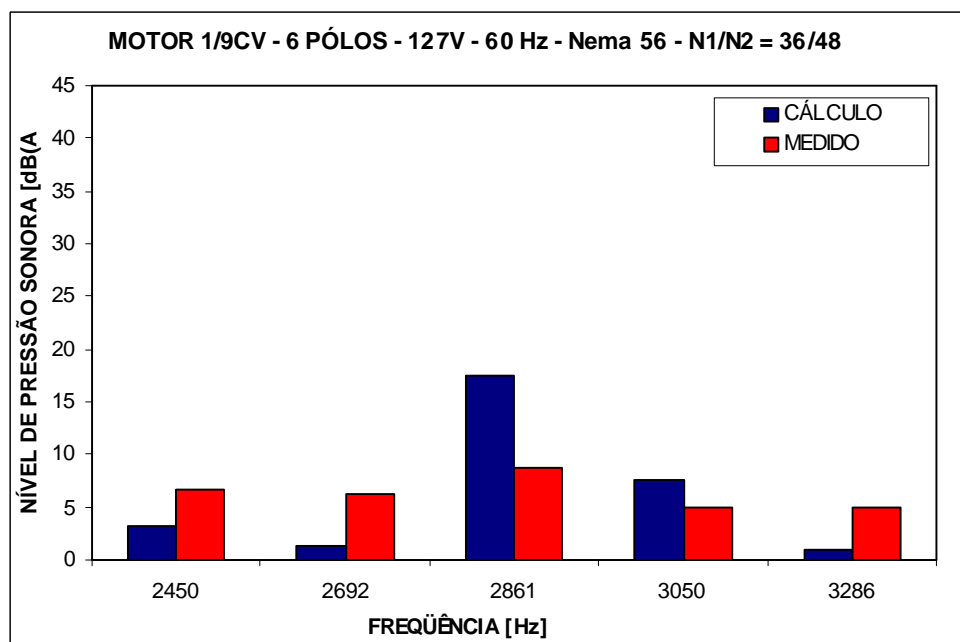


Figura 7.21 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/9CV - 6 pólos –127 V – 60 Hz.

Tabela 7.10 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 1/9CV – 6 pólos – 127 V- 60 Hz.

1/9CV 6 pólos 60Hz 127Volts N1/N2 = 36/48 Carcaça Nema E56												
RPM ensaio	120.0	180.0	240.0	300.0	360.0	420.0	480.0	540.0	600.0	660.0	698.0	720.0
Ensaio Pos 1	30.5	10.8	13.1	4.8	11.3	5.7	12.5	6.7	34.8	3.1	17.0	26.0
Ensaio Pos 2	33.1	9.5	22.1	7.7	13.4	3.2	21.2	7.0	39.9	10.7	14.9	38.8
Ensaio Pos 3	23.9	13.5	15.8	6.7	14.7	12.1	22.5	5.2	25.7	4.1	11.2	21.6
Ensaio Pos 4	26.2	14.3	17.0	9.6	21.7	5.5	11.8	7.6	24.7	2.3	22.5	26.9
Ensaio Pos 5	28.9	17.7	11.4	5.3	19.6	3.0	18.2	5.1	24.4	4.8	26.2	31.4
Ensaio Pos 6	31.2	9.4	7.3	7.3	21.6	9.9	22.0	10.0	22.5	2.1	11.5	33.8
Ensaio Pos 7	30.7	15.3	10.7	10.2	15.9	12.1	15.7	7.9	34.6	3.6	19.6	25.6
Ensaio Pos 8	30.7	16.3	11.2	14.8	17.7	8.5	16.8	9.9	20.2	2.1	15.3	9.6
Média Log Ens	30.1	14.3	16.0	9.6	18.3	8.8	19.1	7.8	33.2	5.2	20.1	32.0
Calculo AAVGR	14.2	30.8	1.0	1.0	1.0	11.8	0.1	10.6	1.0	17.7	9.3	31.4
RPM AAVGR	120	180	240	300	360	420	480	539	620	659	697	717

Tabela 7.11 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 1/9CV – 6 pólos – 127 V- 60 Hz.

1/9CV 6 pólos 60Hz 127Volts N1/N2 = 36/48 Carcaça Nema E56												
RPM ensaio	738	780	839	900	960	1020	1076	1136	1196	1256	1316	1376
Ensaio Pos 1	9.8	3.6	12.6	10.5	31.0	20.0	43.1	9.8	27.3	5.5	38.5	4.4
Ensaio Pos 2	18.2	7.0	20.2	13.4	28.7	10.4	27.7	5.6	19.1	3.5	26.2	10.5
Ensaio Pos 3	10.1	6.3	21.5	16.7	27.0	31.7	28.8	14.1	24.9	5.2	24.5	3.0
Ensaio Pos 4	10.3	4.7	21.9	7.9	24.1	15.3	25.8	6.0	19.7	2.4	22.3	6.6
Ensaio Pos 5	12.2	4.2	24.3	11.3	22.7	17.2	27.5	8.7	16.1	5.5	31.8	13.2
Ensaio Pos 6	10.2	4.1	21.2	23.6	28.4	11.6	32.6	8.0	21.5	1.9	31.8	2.2
Ensaio Pos 7	8.0	4.1	14.9	10.9	25.4	14.1	37.6	4.5	21.0	2.4	28.3	6.9
Ensaio Pos 8	7.1	4.3	16.5	6.2	19.0	15.5	37.6	8.7	24.5	3.5	28.3	2.6
Média Log Ens	12.3	4.9	20.5	16.3	27.1	23.4	36.5	9.2	23.0	4.0	31.9	7.9
Calculo AAVGR	11.9	21.0	17.0	18.2	13.7	23.2	17.4	30.3	1.9	39.5	9.5	13.9
RPM AAVGR	735	777	837	896	955	1016	1055	1136	1196	1256	1336	1377

Tabela 7.12 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 1/9CV – 6 pólos – 127 V- 60 Hz.

1/9CV 6 pólos 60Hz 127Volts N1/N2 = 36/48 Carcaça Nema E56												
RPM ensaio	1394	1436	1494	1556	1615	1676	1734	1796	1854	1916	1974	2036
Ensaio Pos 1	19.0	33.8	5.6	24.9	3.7	23.3	3.6	9.7	3.4	11.0	9.4	13.4
Ensaio Pos 2	26.4	35.9	7.1	27.3	7.1	34.5	6.5	14.2	2.6	10.3	3.3	26.2
Ensaio Pos 3	23.5	28.3	3.7	25.5	6.3	25.1	4.3	21.2	3.0	22.8	7.4	27.6
Ensaio Pos 4	17.8	27.9	15.5	26.4	4.4	17.9	5.8	18.9	5.0	20.0	3.8	23.3
Ensaio Pos 5	22.3	35.0	4.2	29.5	5.6	23.1	6.5	16.7	6.7	8.4	5.4	6.3
Ensaio Pos 6	7.1	30.3	4.2	25.6	3.3	11.1	6.4	10.9	4.1	18.5	5.8	15.1
Ensaio Pos 7	22.0	33.1	3.5	29.2	6.5	20.4	3.0	11.3	4.1	22.9	5.4	11.9
Ensaio Pos 8	18.9	33.1	5.1	29.2	2.8	15.4	1.0	14.6	2.2	12.7	5.3	16.8
Média Log Ens	21.8	33.0	8.6	27.6	5.2	26.7	5.0	16.4	4.1	18.8	6.1	22.2
Calculo AAVGR	0.1	0.1	18.4	13.4	38.0	4.3	0.1	0.1	17.9	9.8	12.1	1.0
RPM AAVGR	1395	1436	1495	1535	1615	1675	1735	1800	1854	1914	1975	2067

Tabela 7.13 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 1/9CV – 6 pólos – 127 V- 60 Hz.

1/9CV 6 pólos 60Hz 127Volts N1/N2 = 36/48 Carcaça Nema E56												
RPM ensaio	2094	2154	2174	2212	2276	2334	2450	2694	2860	305	3170	TOT
Ensaio Pos 1	8.5	20.0	14.1	14.0	21.4	4.4	3.0	8.8	6.5	5.2	5.0	46.8
Ensaio Pos 2	8.4	21.5	8.3	3.7	15.5	3.4	5.9	1.4	13.0	3.1	4.4	45.5
Ensaio Pos 3	8.2	27.2	18.9	5.8	22.1	3.0	7.6	3.7	11.3	3.8	2.6	44.7
Ensaio Pos 4	4.0	16.9	11.1	5.3	22.0	4.2	6.1	3.0	4.9	4.8	4.6	46.0
Ensaio Pos 5	2.3	13.6	9.8	5.7	21.9	5.2	8.8	6.4	3.0	7.0	6.8	41.3
Ensaio Pos 6	8.1	21.9	4.8	7.9	11.7	7.4	8.5	10.3	7.4	6.1	6.8	41.9
Ensaio Pos 7	3.6	26.3	8.0	3.7	13.2	5.4	6.5	4.7	9.2	4.4	4.5	42.0
Ensaio Pos 8	7.8	26.3	10.3	3.1	5.7	5.0	2.4	4.2	3.7	4.7	3.0	41.8
Média Log Ens	6.9	23.6	12.8	7.9	19.3	4.9	6.6	6.3	8.7	5.0	4.9	44.8
Calculo AAVGR	8.8	0.1	0.1	1.0	0.1	3.9	3.3	1.4	17.4	7.6	1.0	45.0
RPM AAVGR	2093	2154	2174	2212	2276	2333	2450	2692	2861	3050	3286	

7.2.4 Motor 4: 1/2CV – 4pólos – 127 Volts – 60 Hz

Carcaça Nema E56 – IP21 – Com carcaça de chapa – N1/N2 = 36/48 – EB 6998.1107
– Desenho da chapa 6003.9217 – Sem ventilador externo – Sem aletas no rotor –
Inclinação radial das barras do rotor 15 graus.

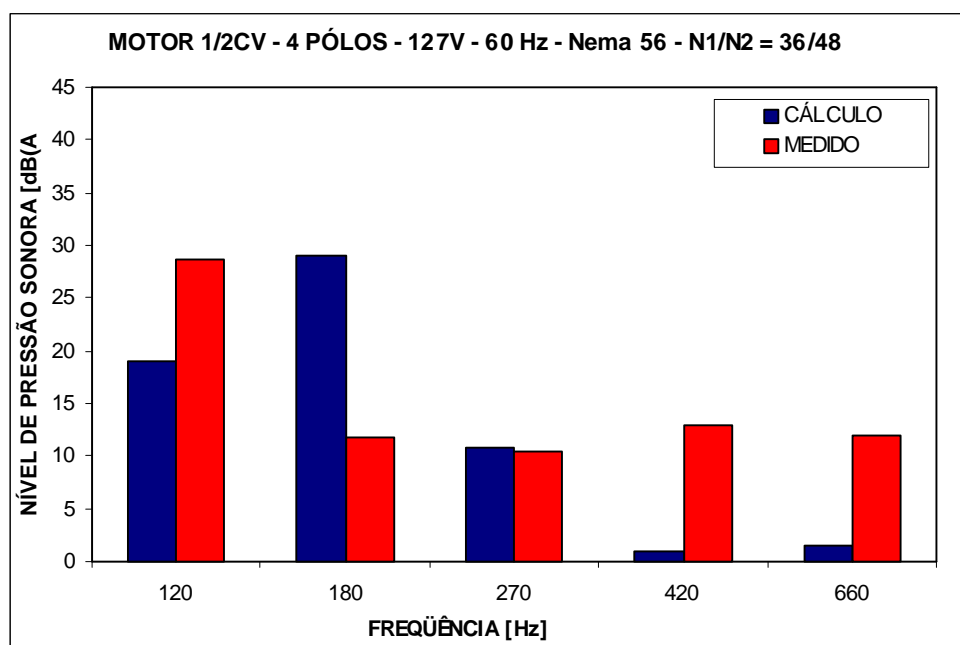


Figura 7.22 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/2CV - 4 pólos –127 V – 60 Hz.

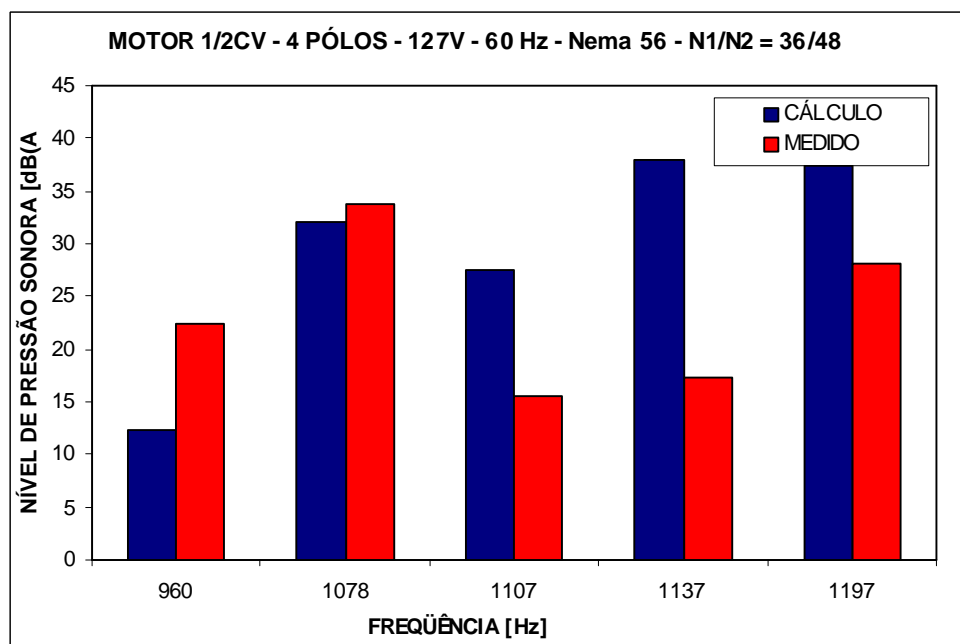


Figura 7.23 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/2CV - 4 pólos –127 V – 60 Hz.

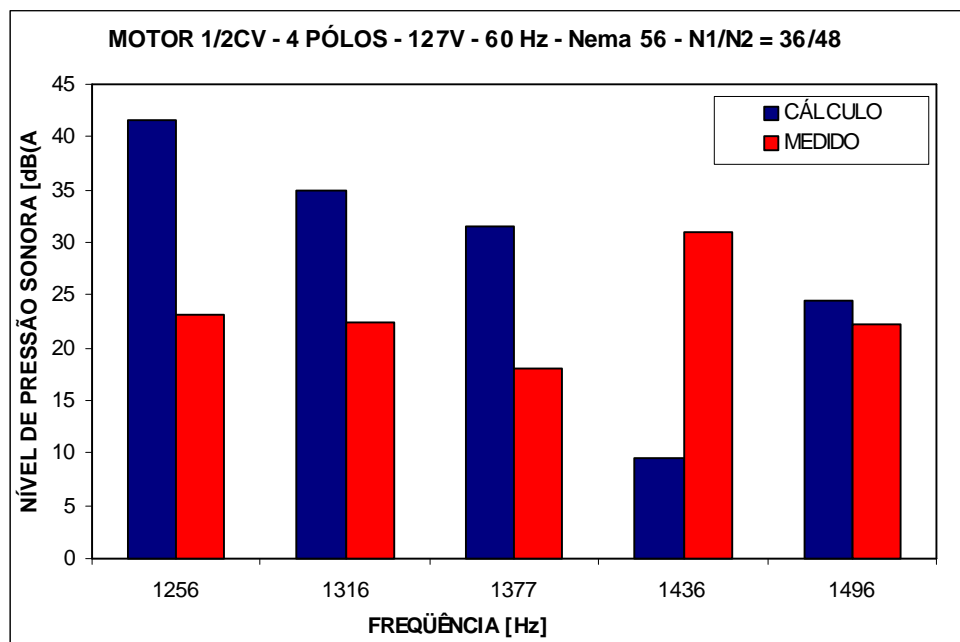


Figura 7.24 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/2CV - 4 pólos –127 V – 60 Hz.

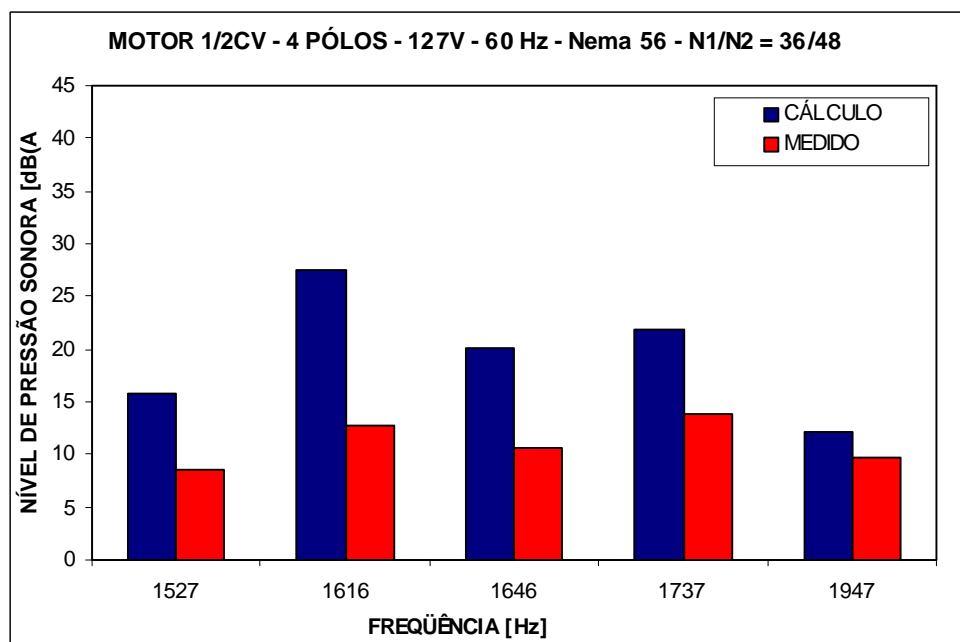


Figura 7.25 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/2CV - 4 pólos –127 V – 60 Hz.

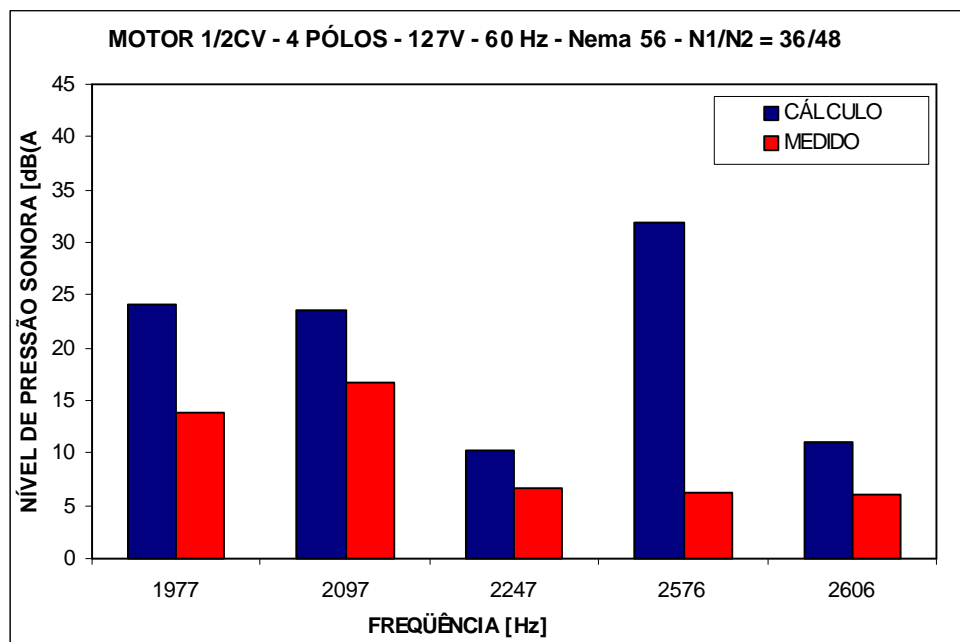


Figura 7.26 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/2CV - 4 pólos –127 V – 60 Hz.

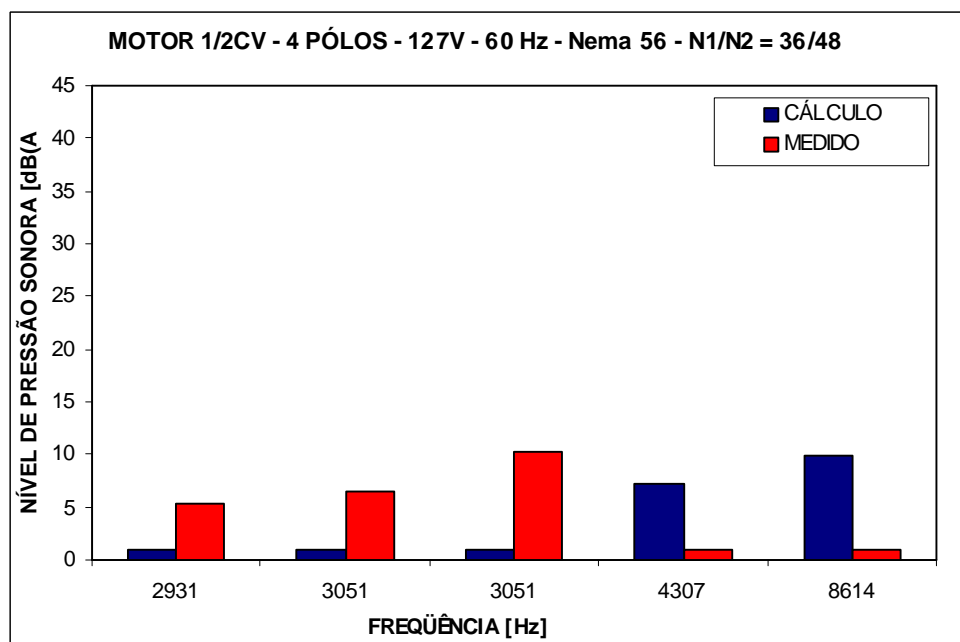


Figura 7.27 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/2CV - 4 pólos –127 V – 60 Hz.

Tabela 7.14 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 1/2CV – 4 pólos – 127 V- 60 Hz.

1/2CV 4 pólos 60Hz 127Volts N1/N2 = 36/48 Carcaça Nema E56													
RPM ensaio	120	180	240	300	360	420	480	510	600	660	720	750	796
Ensaio Pos 1	26.7	12.5	28.0	10.7	27.7	8.1	26.0	23.5	12.4	12.3	21.8	13.5	16.7
Ensaio Pos 2	31.2	9.3	23.0	12.4	20.6	17.1	28.3	23.4	13.0	15.4	27.1	19.0	23.9
Ensaio Pos 3	28.7	12.7	30.5	12.5	26.3	13.8	28.5	24.9	15.0	13.2	20.4	14.7	24.3
Ensaio Pos 4	33.2	10.1	16.8	8.5	12.9	13.2	23.2	32.4	13.0	13.4	22.4	15.7	20.5
Ensaio Pos 5	26.6	7.1	20.4	11.5	25.3	12.9	20.3	22.4	7.6	9.0	17.8	9.5	12.3
Ensaio Pos 6	20.7	12.8	25.4	8.7	7.1	2.1	18.2	17.5	10.1	10.1	20.6	12.7	16.9
Ensaio Pos 7	23.5	14.5	19.3	7.4	18.9	12.7	17.1	19.8	8.9	8.3	20.6	5.1	16.9
Ensaio Pos 8	26.1	10.8	20.0	9.5	22.1	12.8	19.3	21.1	8.3	8.6	19.2	7.3	14.6
Média Log Ens	28.6	11.7	25.2	10.5	23.4	13.0	24.6	25.7	11.7	12.0	22.2	14.1	20.1
Calculo AAVGR	19.0	29.0	1.0	10.9	1.0	1.0	0.1	0.1	0.1	1.6	0.1	1.0	0.1
RPM AAVGR	120	180	240	270	359	420	480	510	600	660	720	749	796

Tabela 7.15 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 1/2CV – 4 pólos – 127 V- 60 Hz.

1/2CV 4 pólos 60Hz 127Volts N1/N2 = 36/48 Carcaça Nema E56													
RPM ensaio	840	920	926	960	990	1050	1058	1080	1106	1138	1196	1256	1318
Ensaio Pos 1	15.2	18.2	22.7	23.5	19.8	31.3	41.2	40.9	20.6	23.1	34.7	21.8	22.0
Ensaio Pos 2	14.7	32.0	32.4	24.7	15.1	17.8	23.5	28.2	11.9	12.5	22.2	27.3	25.8
Ensaio Pos 3	19.3	24.2	27.5	24.8	19.2	31.8	36.4	34.3	18.1	16.3	30.6	19.3	16.6
Ensaio Pos 4	16.0	25.0	24.5	25.4	16.4	17.0	24.1	26.4	11.0	12.3	21.8	28.2	23.3
Ensaio Pos 5	11.1	22.7	27.1	16.0	15.1	29.0	32.3	30.4	14.3	17.4	20.3	15.0	22.5
Ensaio Pos 6	9.2	27.5	27.3	20.1	15.7	27.3	30.8	28.3	13.4	12.9	26.5	9.4	22.7
Ensaio Pos 7	14.9	14.0	18.9	18.4	10.7	25.9	30.4	26.9	12.0	13.9	21.2	20.7	21.4
Ensaio Pos 8	13.0	21.9	26.8	17.2	12.9	27.1	31.2	30.1	13.2	15.7	20.8	17.9	19.7
Média Log Ens	15.1	26.0	27.4	22.5	16.5	28.1	34.7	33.8	15.6	17.2	28.1	23.2	22.4
Calculo AAVGR	0.1	0.1	1.0	12.3	4.0	2.7	0.1	32.1	27.5	37.9	37.5	41.5	35.0
RPM AAVGR	840	920	930	960	990	1050	1058	1078	1107	1137	1197	1256	1316

Tabela 7.16 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 1/2CV – 4 pólos – 127 V- 60 Hz.

1/2CV 4 pólos 60Hz 127Volts N1/N2 = 36/48 Carcaça Nema E56													
RPM ensaio	1380	1410	1436	1486	1526	1556	1616	1646	1736	1767	1868	1947	1978
Ensaio Pos 1	12.6	9.6	33.4	9.1	9.8	19.8	13.0	10.5	9.4	5.5	17.5	10.4	16.5
Ensaio Pos 2	13.5	12.7	25.4	10.1	10.5	29.1	9.7	8.8	6.2	6.9	22.5	8.6	8.6
Ensaio Pos 3	16.1	8.4	28.6	9.0	7.8	23.1	16.6	12.2	11.2	7.8	16.6	15.1	10.6
Ensaio Pos 4	25.8	9.5	37.5	30.6	8.9	26.2	15.4	12.2	11.4	7.3	11.2	6.5	7.9
Ensaio Pos 5	8.5	7.2	25.3	21.2	11.6	17.9	11.9	13.9	10.0	6.3	13.0	7.2	12.4
Ensaio Pos 6	11.6	6.4	24.2	4.9	3.5	20.7	5.4	7.3	10.8	3.5	5.6	6.4	12.0
Ensaio Pos 7	13.0	7.5	20.5	3.2	1.7	17.7	9.6	3.4	4.8	2.1	3.2	5.4	7.6
Ensaio Pos 8	10.8	7.4	22.7	12.2	6.7	23.1	10.8	8.7	21.2	4.2	8.1	6.3	19.3
Média Log Ens	18.1	9.1	30.9	22.2	8.6	23.9	12.7	10.6	13.9	5.8	16.1	9.6	13.8
Calculo AAVGR	31.5	24.6	9.5	24.4	15.7	1.3	27.6	20.1	21.9	9.7	1.0	12.1	24.1
RPM AAVGR	1377	1407	1436	1496	1527	1556	1616	1646	1737	1767	1887	1947	1977

Tabela 7.17 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 1/2CV – 4 pólos – 127 V- 60 Hz.

1/2CV 4 pólos 60Hz 127Volts N1/N2 = 36/48 Carcaça Nema E56													
RPM ensaio	2036	2066	2094	2128	2156	2247	2397	2576	2606	2636	2754	2818	2872
Ensaio Pos 1	17.4	10.2	15.8	13.0	20.1	8.8	18.1	7.7	9.4	15.9	17.2	4.7	14.2
Ensaio Pos 2	18.7	7.1	15.6	11.9	25.9	8.9	19.3	5.5	5.0	13.8	7.3	6.7	23.8
Ensaio Pos 3	16.0	15.6	23.7	24.4	32.0	6.6	13.6	9.6	9.0	14.9	11.6	7.7	19.6
Ensaio Pos 4	12.1	4.4	3.7	4.3	14.5	7.2	14.5	4.7	3.1	8.4	8.5	2.5	23.0
Ensaio Pos 5	11.6	4.5	12.5	13.1	23.3	5.6	13.9	4.3	1.6	7.3	12.5	3.4	13.9
Ensaio Pos 6	11.4	3.7	7.5	9.2	22.8	4.9	12.5	6.0	6.3	4.7	12.5	4.0	19.7
Ensaio Pos 7	14.2	4.1	13.1	7.3	22.5	3.1	15.7	4.7	3.8	16.1	13.2	6.2	10.4
Ensaio Pos 8	12.9	4.3	12.8	19.9	22.9	4.4	14.8	4.5	2.7	11.7	12.9	4.8	12.2
Média Log Ens	15.1	9.1	16.7	17.5	25.6	6.6	15.9	6.3	6.0	13.1	12.9	5.3	19.4
Calculo AAVGR	0.1	2.4	23.5	0.1	0.1	10.2	3.6	31.9	11.1	0.1	0.1	0.1	1.0
RPM AAVGR	2036	2067	2097	2128	2156	2247	2397	2576	2606	2636	2754	2818	2871

Tabela 7.18 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 1/2CV – 4 pólos – 127 V- 60 Hz.

1/2CV 4 pólos 60Hz 127Volts N1/N2 = 36/48 Carcaça Nema E56													
RPM ensaio	2934	2964	2991	3016	3050	3066	3096	3112	3168	4300	5620	8614	TOT
Ensaio Pos 1	5.1	11.9	12.9	13.0	14.1	16.3	11.6	22.6	18.4				47.2
Ensaio Pos 2	4.7	7.5	27.8	8.4	7.1	5.6	6.6	20.0	12.5				43.5
Ensaio Pos 3	7.3	3.0	9.3	9.5	12.7	15.2	10.0	17.5	12.0				44.8
Ensaio Pos 4	6.6	5.0	20.6	5.8	8.1	7.2	4.0	18.6	7.1				43.6
Ensaio Pos 5	3.1	9.3	15.9	7.9	3.8	4.1	5.3	3.6	7.6				42.1
Ensaio Pos 6	5.7	4.6	20.1	5.3	8.0	5.8	6.4	15.2	5.3				40.8
Ensaio Pos 7	4.5	5.0	10.1	6.2	11.2	4.9	5.2	14.2	4.6				47.8
Ensaio Pos 8	3.8	7.2	13.0	7.1	7.5	4.5	5.3	8.9	6.1				40.4
Média Log Ens	5.3	7.6	20.6	8.6	10.2	10.8	7.6	17.8	11.9	1.0	1.0	1.0	44.5
Calculo AAVGR	1.0	0.1	1.0	0.1	1.0	0.1	0.1	0.1	0.1	7.2	1.0	9.9	46.4
RPM AAVGR	2931	2964	2991	3016	3051	3066	3096	3112	3168	4307	5623	8614	

7.2.5 Motor 5: 1/6CV – 6pólos – 127 Volts – 60 Hz

Carcaça Nema E56 – IP21 – Com carcaça de chapa – N1/N2 = 36/48 – EB 6998.1107
– Desenho da chapa 6003.9217 – Sem ventilador externo – Sem aletas no rotor –
Inclinação radial das barras do rotor 15 graus.

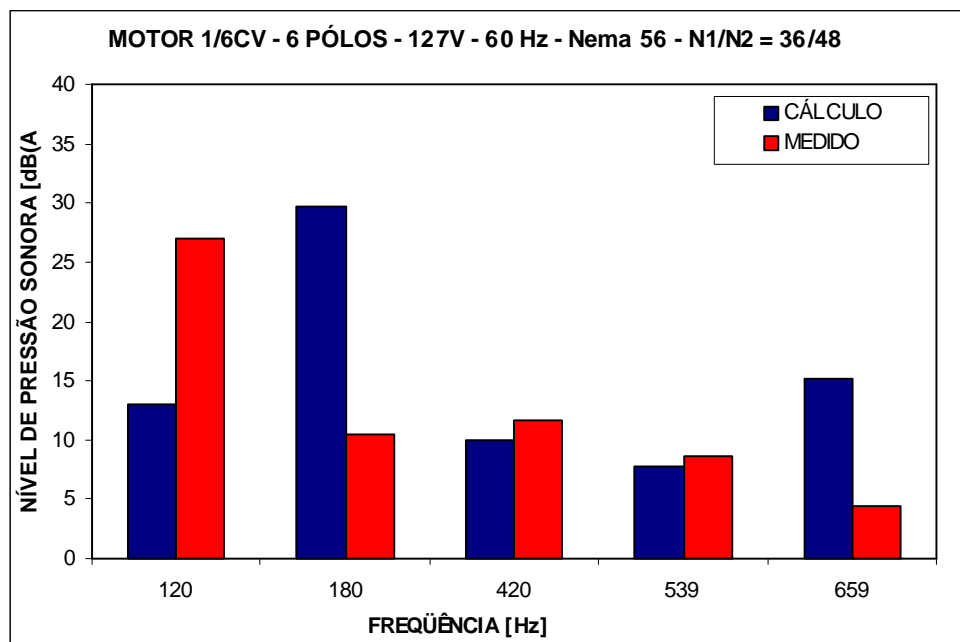


Figura 7.28 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/6CV - 6 pólos –127 V – 60 Hz.

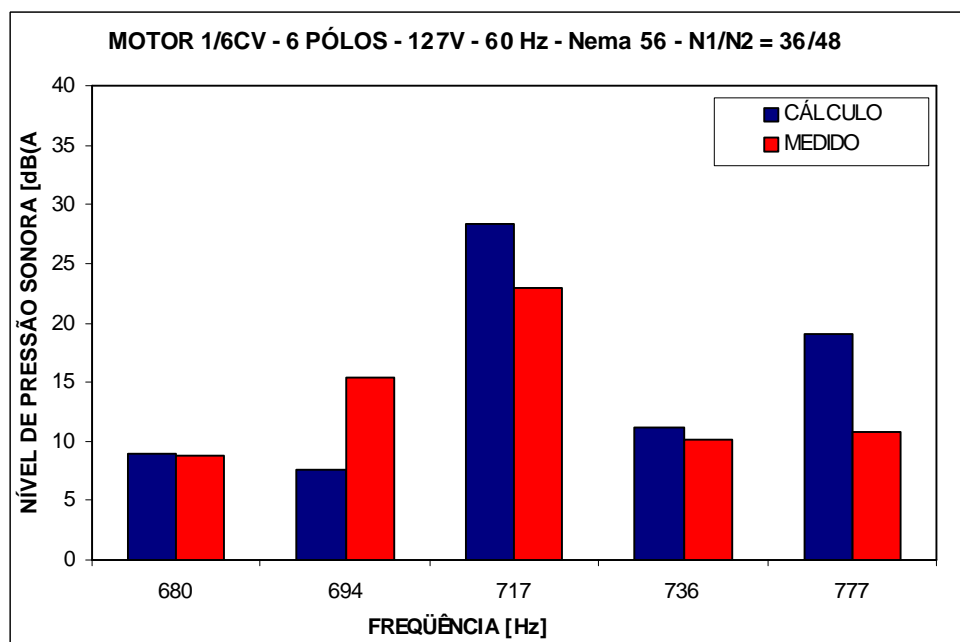


Figura 7.29 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/6CV - 6 pólos –127 V – 60 Hz.

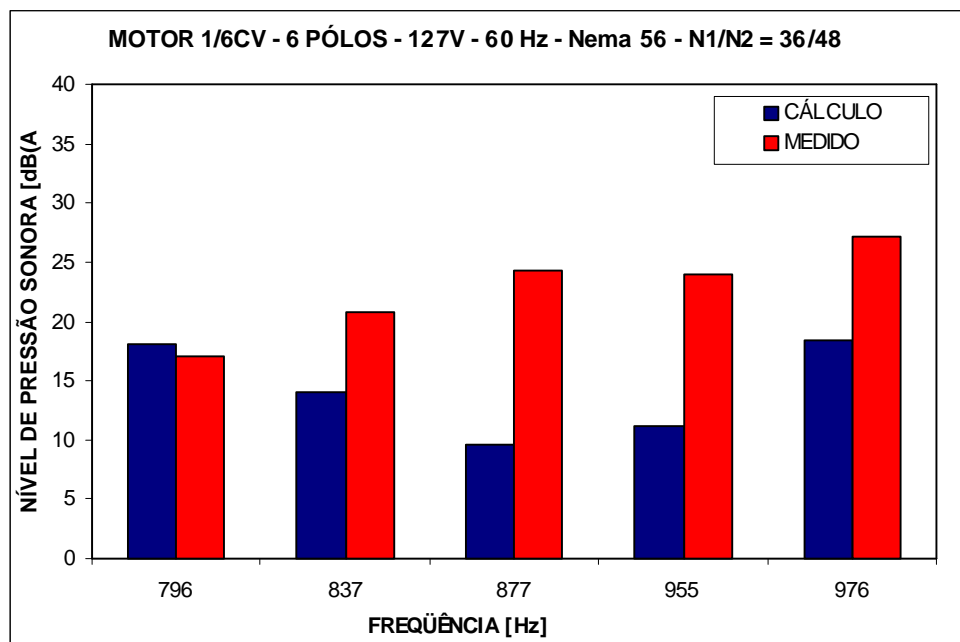


Figura 7.30 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/6CV - 6 pólos –127 V – 60 Hz.

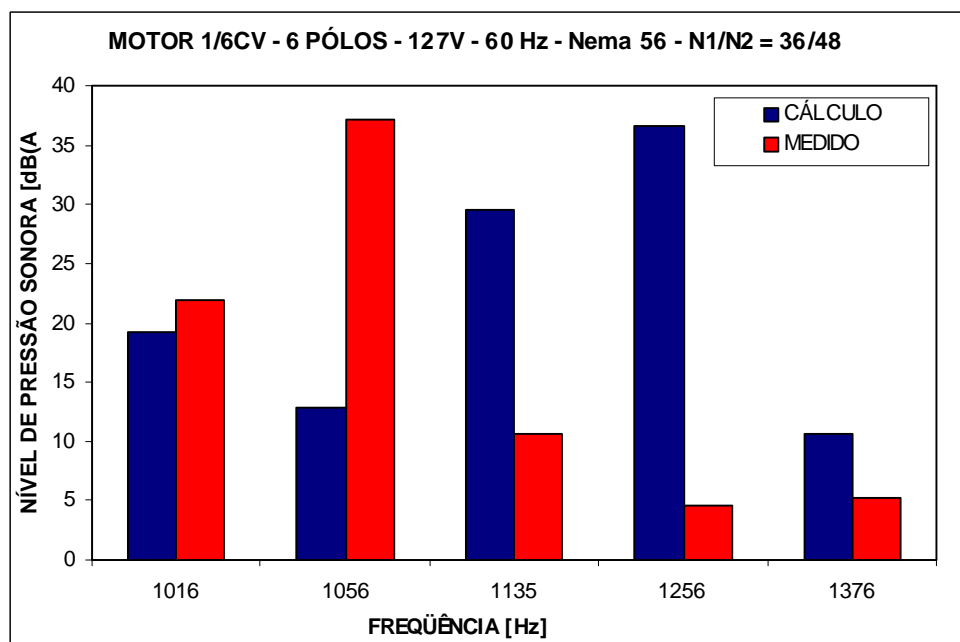


Figura 7.31 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/6CV - 6 pólos –127 V – 60 Hz.

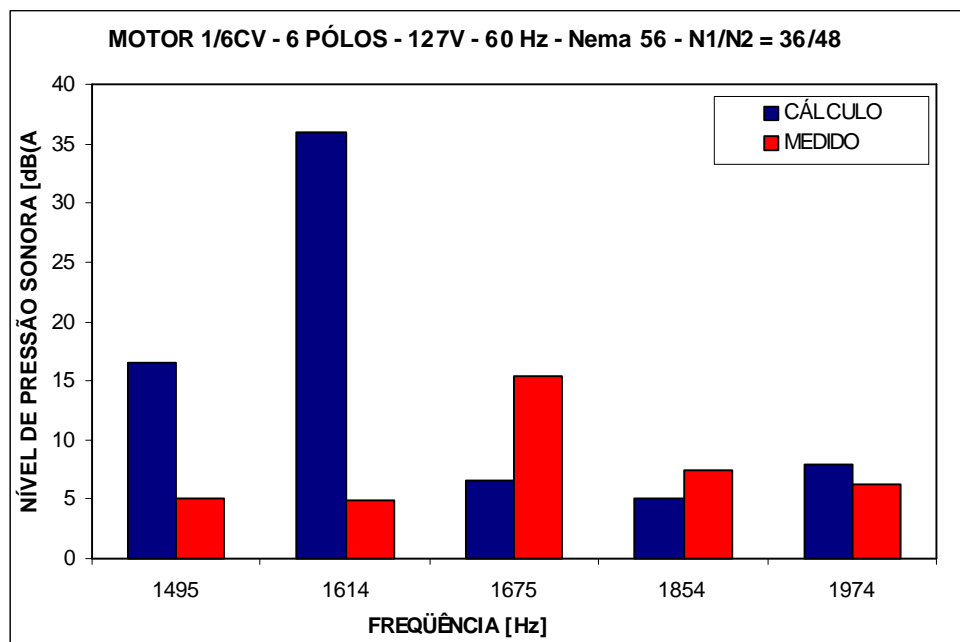


Figura 7.32 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/6CV - 6 pólos –127 V – 60 Hz.

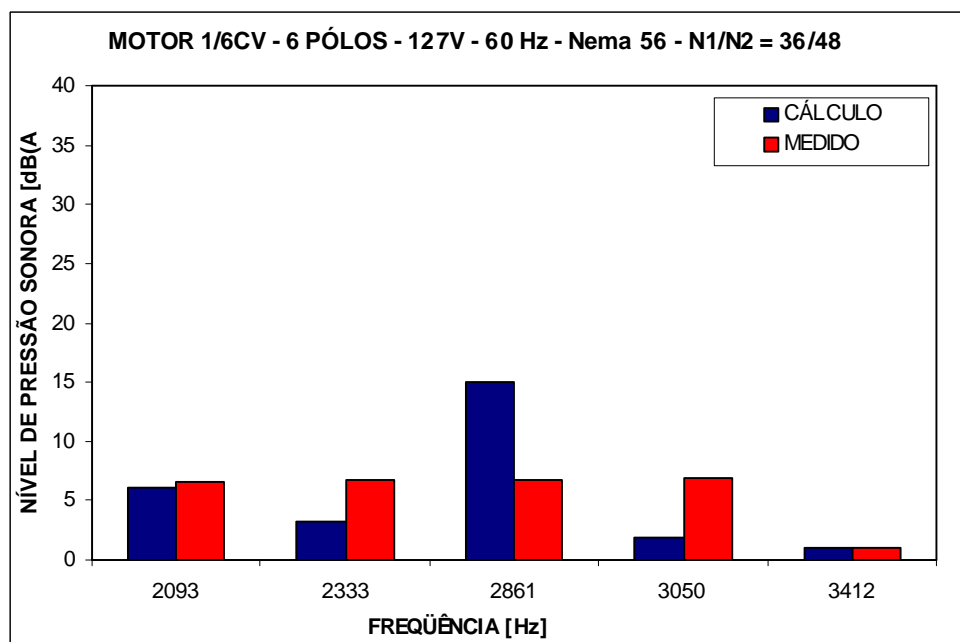


Figura 7.33 – Comparação entre os Níveis de Pressão Sonora do motor de 1/6CV - 6 pólos –127 V – 60 Hz.

Tabela 7.19 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 1/6CV – 6 pólos – 127 V- 60 Hz.

1/6CV 6 pólos 60Hz 127Volts N1/N2 = 36/48 Carcaça Nema E56												
RPM ensaio	120	180	240	300	360	420	480	540	620	660	680	698
Ensaio Pos 1	26.0	13.0	7.5	9.0	26.5	4.9	19.4	6.6	12.5	6.2	10.7	15.0
Ensaio Pos 2	33.0	8.2	7.5	11.9	15.4	17.2	29.3	13.7	24.7	7.4	14.0	21.8
Ensaio Pos 3	26.1	12.0	8.4	13.0	24.3	13.7	23.5	5.5	17.0	4.4	6.4	12.7
Ensaio Pos 4	27.7	11.1	7.7	11.3	22.1	11.9	20.7	8.6	18.1	6.0	10.4	16.5
Ensaio Pos 5	23.8	8.6	3.2	9.1	23.7	2.9	21.5	2.9	13.8	1.5	2.5	4.9
Ensaio Pos 6	20.0	9.4	7.3	7.3	21.6	9.9	22.0	10.0	18.9	1.9	3.6	11.9
Ensaio Pos 7	21.0	9.0	5.3	8.2	22.7	6.4	21.8	6.5	16.5	1.7	3.1	8.4
Ensaio Pos 8	20.4	9.0	5.3	8.2	22.7	6.4	21.9	4.7	15.2	1.6	2.8	6.7
Média Log Ens	27.0	10.4	6.8	10.2	23.2	11.6	23.7	8.6	18.8	4.4	8.8	15.4
Calculo AAVGR	13.0	29.7	1.0	1.0	1.0	10.0	0.1	7.8	4.9	15.2	9.0	7.6
RPM AAVGR	120	180	240	300	360	420	480	539	640	659	680	694

Tabela 7.20 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 1/6CV – 6 pólos – 127 V- 60 Hz.

1/6CV 6 pólos 60Hz 127Volts N1/N2 = 36/48 Carcaça Nema E56												
RPM ensaio	718	738	780	796	836	880	954	976	1016	1048	1058	1076
Ensaio Pos 1	16.7	6.4	8.7	11.0	13.5	13.0	18.3	20.1	30.0	24.0	42.2	33.4
Ensaio Pos 2	28.5	16.3	16.7	23.3	16.4	26.7	26.0	31.3	9.5	11.4	23.4	28.0
Ensaio Pos 3	19.7	4.8	11.9	18.1	21.7	25.8	26.3	22.9	17.2	20.4	41.0	30.6
Ensaio Pos 4	21.6	9.2	12.4	17.5	25.1	21.8	25.4	30.7	18.2	12.3	25.5	28.9
Ensaio Pos 5	16.9	5.7	3.1	11.8	15.8	26.5	21.6	28.8	18.9	18.6	35.9	30.7
Ensaio Pos 6	24.9	10.2	4.1	11.5	21.2	23.0	22.8	17.5	8.2	18.3	33.8	30.2
Ensaio Pos 7	20.9	8.0	3.6	11.7	22.2	24.5	22.8	23.2	13.6	18.5	35.8	27.7
Ensaio Pos 8	18.9	6.9	3.4	11.8	19.0	23.2	23.5	25.1	16.3	18.6	33.7	29.2
Média Log Ens	22.9	10.2	10.8	17.1	20.8	24.3	24.0	27.2	22.0	19.3	37.2	30.2
Calculo AAVGR	28.3	11.2	19.0	18.1	14.0	9.6	11.2	18.4	19.2	0.1	12.9	1.0
RPM AAVGR	717	736	777	796	837	877	955	976	1016	1048	1056	1074

Tabela 7.21 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 1/6CV – 6 pólos – 127 V- 60 Hz.

1/6CV 6 pólos 60Hz 127Volts N1/N2 = 36/48 Carcaça Nema E56												
RPM ensaio	1138	1196	1256	1316	1376	1394	1436	1496	1556	1615	1676	1728
Ensaio Pos 1	13.5	27.2	8.0	33.0	3.8	6.2	27.8	6.3	29.1	4.4	11.2	4.5
Ensaio Pos 2	10.2	26.2	2.1	32.0	2.8	7.7	25.5	5.7	17.6	3.1	12.2	3.8
Ensaio Pos 3	13.7	19.6	5.5	15.8	6.1	9.4	28.2	6.4	27.3	7.0	18.8	8.0
Ensaio Pos 4	4.9	24.3	5.2	26.9	4.2	7.8	19.6	6.1	24.7	4.8	14.1	5.4
Ensaio Pos 5	12.5	19.6	3.4	26.5	6.1	6.3	29.7	4.1	23.7	5.6	18.1	6.4
Ensaio Pos 6	2.0	21.5	1.9	27.6	5.5	7.1	23.5	3.1	24.2	3.3	11.1	6.5
Ensaio Pos 7	7.2	20.6	2.7	27.1	5.8	6.7	26.6	3.6	24.0	4.5	14.6	6.4
Ensaio Pos 8	10.0	20.1	3.0	31.1	6.0	6.5	28.2	4.0	23.8	5.0	16.3	6.5
Média Log Ens	10.7	23.4	4.5	29.4	5.2	7.3	27.0	5.1	25.3	4.9	15.4	6.1
Calculo AAVGR	29.6	1.0	36.6	0.1	10.6	0.1	0.1	16.6	0.1	35.9	6.5	0.1
RPM AAVGR	1135	1196	1256	1316	1376	1394	1436	1495	1556	1614	1675	1728

Tabela 7.22 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 1/6CV – 6 pólos – 127 V- 60 Hz.

1/6CV 6 pólos 60Hz 127Volts N1/N2 = 36/48 Carcaça Nema E56												
RPM ensaio	1796	1854	1916	1974	2036	2094	2156	2176	2212	2276	2334	2396
Ensaio Pos 1	13.7	3.6	17.3	4.9	24.7	2.4	30.3	8.1	2.2	18.3	3.7	19.1
Ensaio Pos 2	11.3	5.2	27.1	1.6	24.6	2.6	26.2	6.5	2.4	15.7	4.5	8.4
Ensaio Pos 3	14.0	13.0	25.5	10.6	24.0	8.8	29.4	13.2	9.5	17.7	8.0	9.1
Ensaio Pos 4	13.0	7.3	19.9	5.7	24.4	4.6	28.6	9.3	4.7	17.2	5.4	12.2
Ensaio Pos 5	25.0	5.9	17.0	4.9	20.5	6.6	18.6	6.6	8.5	12.2	7.8	12.8
Ensaio Pos 6	21.3	4.1	18.5	5.8	15.1	8.1	21.9	4.8	7.1	11.7	7.4	8.4
Ensaio Pos 7	23.2	5.0	17.8	5.4	17.8	7.4	21.2	5.7	7.8	12.0	7.6	10.6
Ensaio Pos 8	24.1	5.3	17.4	5.1	19.0	7.0	20.0	6.2	8.3	12.1	7.7	11.7
Média Log Ens	21.0	7.4	22.0	6.2	22.4	6.5	26.5	8.4	7.0	15.4	6.8	13.1
Calculo AAVGR	0.1	5.1	1.5	8.0	0.1	6.0	0.1	0.1	1.0	0.1	3.2	0.1
RPM AAVGR	1796	1854	1874	1974	2036	2093	2156	2176	2212	2276	2333	2396

Tabela 7.23 – Comparação do ensaio em 8 diferentes posições versus o cálculo do motor de 1/6CV – 6 pólos – 127 V- 60 Hz.

1/6CV 6 pólos 60Hz 127Volts N1/N2 = 36/48 Carcaça Nema E56										
RPM ensaio	2452	2694	2756	2860	2876	2996	3056	3130		TOT
Ensaio Pos 1	2.2	3.3	10.5	6.2	12.2	13.9	8.3	11.8		44.0
Ensaio Pos 2	2.8	5.8	10.1	4.8	7.9	15.1	4.9	5.4		41.0
Ensaio Pos 3	4.5	2.0	6.5	3.6	8.6	6.3	5.3	7.0		44.4
Ensaio Pos 4	3.2	3.7	9.0	4.9	9.6	11.8	6.2	8.1		40.3
Ensaio Pos 5	5.9	10.2	9.5	9.1	5.4	6.4	8.2	8.3		40.9
Ensaio Pos 6	8.5	10.3	8.5	6.3	5.5	6.3	6.7	6.9		39.6
Ensaio Pos 7	7.2	10.2	7.4	7.7	5.5	6.4	7.5	7.6		40.0
Ensaio Pos 8	6.5	10.2	8.5	8.3	5.5	6.4	7.9	8.0		39.9
Média Log Ens	5.6	8.1	8.9	6.7	8.2	10.7	7.0	8.3		41.7
Calculo AAVGR	1.0	1.0	0.1	15.0	0.1	0.1	1.9	0.1	1.0	41.6
RPM AAVGR	2450	2692	2756	2861	2876	2996	3050	3130	3412	

7.3 Análise dos Resultados

Como o objetivo específico desta dissertação é desenvolver uma metodologia para a determinação do ruído de origem magnética dos motores assíncronos de indução monofásica, através de um programa de cálculo computacional, serão analisados apenas os espectros de frequência de Nível de Pressão Sonora cuja causa seja reconhecidamente de natureza magnética. Assim, analisando-se os gráficos das Figuras 7.2 a 7.33 percebe-se uma boa concordância entre os Níveis de Pressão Sonora medidos e calculados para a maioria das frequências.

A comparação entre cálculo versus o valor de ensaio do ruído global (o valor de ensaio é a soma logarítmica das 8 diferentes posições medidas), é mostrada para cada um dos 5 diferentes motores na Figura 7.34.

As forças devido à combinação entre as harmônicas de indução das ranhuras do estator e do rotor geram deformações com baixos modos de vibração, para os quais o pacote de chapas do estator não é tão rígido e, portanto, vibra com facilidade.

De acordo com a teoria apresentada no Capítulo 5, o ruído magnético devido exclusivamente à onda de indução fundamental apresenta a frequência igual ao dobro da frequência da tensão de alimentação. Embora esteja sempre presente, este ruído não é significativo ao ouvido humano. Duas razões contribuem para isso: a primeira é a grande atenuação causada pelo ouvido humano nesta frequência; a segunda é a própria resposta do estator a excitações em baixa frequência. Embora a amplitude de deformação seja elevada, o Nível de Pressão Sonora é pequeno. Para as frequências próximas a 120 Hz ou menores, apenas o nível de vibração é importante.

Para se reduzir o ruído gerado pelas harmônicas de indução devido às ranhuras do estator e do rotor, é importante ter-se uma inclinação das ranhuras do rotor que elimine ou reduza ao máximo simultaneamente a primeira e a segunda harmônica de ranhuras do rotor. Como regra geral, uma inclinação das ranhuras do rotor equivalente a um passo de ranhura do estator é uma boa solução para a maioria dos casos. Com esta especificação estaremos reduzindo significativamente a primeira e a segunda harmônicas de ranhuras do estator.

Quando o número de ranhuras do rotor for menor que o número de ranhuras do estator dever-se-ia optar pela inclinação de uma ranhura do rotor.

Como nos motores assíncronos de indução monofásicos se utiliza um número de ranhuras do rotor sempre maior do que no estator devido às amplitudes das harmônicas de indução do campo reverso este detalhe se torna de importância secundária. No entanto, deve-se, através da metodologia apresentada nesta dissertação, identificar a real causa do ruído magnético e fazer a inclinação do rotor mais adequada para eliminar a causa do ruído.

Também foi observado na análise dos resultados que embora os resultados de cálculo tenham se mostrado coerentes com aqueles ensaiados, algumas frequências apresentaram distorções significativas. O cálculo do ruído magnético envolve muitos fatores geométricos que são dependentes do processo de fabricação e que, por isso, são muito difíceis de serem considerados na simulação. Embora o motor tenha sido ensaiado sem o ventilador, outras fontes geradoras de ruído ou amplificadoras do ruído magnético estão envolvidas, tais como furos de ventilação axiais no rotor; excentricidades; ovalização do diâmetro interno do estator, bolhas ou trincas nas barras do rotor que causam assimetria de fluxo; correntes transversais nas barras; harmônicos da tensão de alimentação; ruído dos rolamentos; problemas de encaixe e de fixação das partes do motor; partes do motor em ressonância etc. Com todos estes parâmetros é difícil evidenciar todas as frequências envolvidas no espectro de ruído, imputando-lhes as respectivas causas.

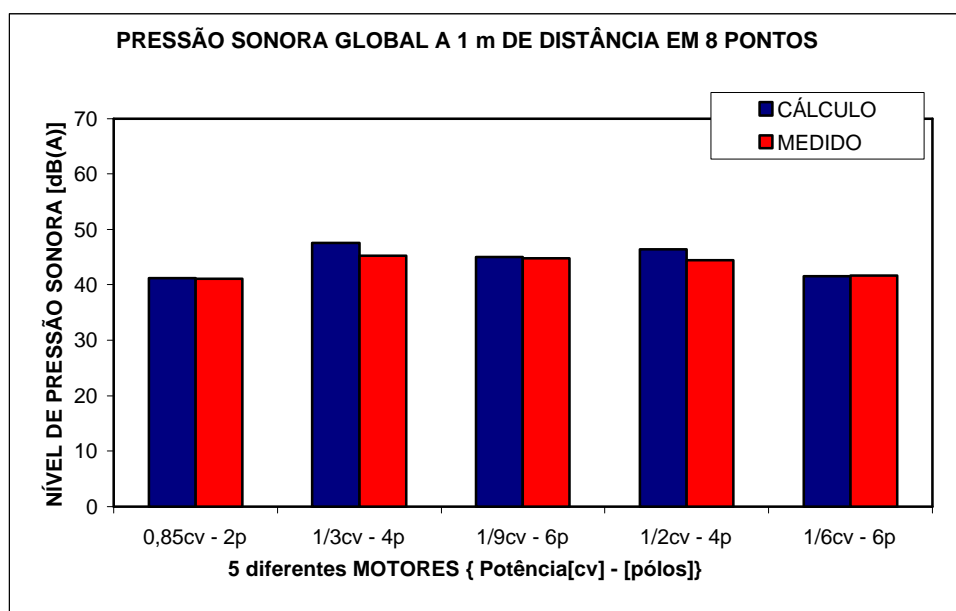


Figura 7.34 – Comparação dos Níveis de Pressão Sonora Global a 1metro (soma Log de todas as frequências) versus o valor global do AAVGR

8 CONCLUSÕES

8.1 Sobre o cálculo do ruído magnético

O cálculo do ruído de origem magnética em motores de indução monofásicos, tipo Permanent Split Capacitor (PSC), Split Phase ou Capacitor de Partida conforme apresentado nesta dissertação, apresenta resultados positivos.

A análise espectral quantitativa é prejudicada pelas hipóteses simplificadoras necessárias para a realização do cálculo. A metodologia de cálculo apresentada não leva em consideração o efeito atenuador ou amplificador da carcaça, das tampas ou flexão do eixo por considerar que muitos motores monofásicos são abertos sem carcaça. Além do que a maioria dos motores com um elevado corte econômico com ou sem carcaça de chapa não conseguem agregar uma maior rigidez do que a do próprio pacote do estator.

O cálculo do ruído é realizado considerando-se o pacote de chapas do estator livre. Variações de natureza mecânica também são causas de difícil avaliação e mensuração.

Por exemplo, se houver alguma parte ou componente do motor livre (solta), sujeita às vibrações tais como parafusos, caixa de ligação, afastamento entre a carcaça de chapa e o pacote do estator por efeito da pintura a pó na carcaça associado à camada do verniz da impregnação do pacote do estator, chapas soltas, folgas axiais e radiais no rolamento (por exemplo, folga C3), com certeza haverá um aumento no ruído sem que o cálculo preveja tais fenômenos.

É necessário destacar que muitas frequências de origem mecânica apresentam os mesmos valores que as de origem eletromagnética, dificultando a análise das causas separadamente.

Entretanto, esta metodologia de cálculo fornece resultados muito úteis na avaliação do ruído magnético de motores de indução monofásicos com rotor de gaiola.

Alguns valores de frequências ainda merecem algum estudo, por apresentarem uma variação em termos de $f_r \pm f_l$ com algumas variações pontuais. Se, através do cálculo, o máximo ruído ocorrer para uma determinada frequência, esta condição certamente será confirmada no ensaio, apesar de poder ter uma amplitude diferente daquela calculada.

Portanto, o cálculo do ruído magnético deve ser usado com o objetivo principal de se otimizar o projeto do motor, buscando menores níveis de pressão sonora, não somente objetivando prevê-los.

O ruído magnético depende significativamente da inclinação das ranhuras do rotor. O cálculo do ruído em dB(A) e a 1 metro de distância da fonte permite uma comparação direta do cálculo com o ensaio. Deve-se ter, porém, o cuidado de comparar os ruídos para a mesma condição de carga. Ou seja, no ensaio de ruído na câmara acústica semi-reverberante, o motor elétrico está sempre em vazio, com um pequeno escorregamento em função do campo reverso adicionado as suas perdas mecânicas, condição na qual o ruído magnético é sempre menor do que quando o motor está em carga. Percebe-se, portanto, que o cálculo do ruído magnético é útil para prever o comportamento acústico do motor em carga, situação real em que ele irá operar.

O estudo do ruído magnético permite uma visão "microscópica" do motor elétrico, ou seja, permite uma visão interna do funcionamento da máquina, não somente o conhecimento de suas características "exteriores".

Mas, principalmente, o conhecimento das grandezas que determinam os parâmetros de operação exigidos pela aplicação.

Finalmente, mas não menos importante, é necessário dizer que a determinação do nível de pressão sonora de origem magnética é importante na fase de projeto do motor, onde as características deste podem ser mudadas com um custo relativamente baixo.

Depois de o motor fabricado, muito pouco se pode fazer para baixar o nível de ruído a um custo reduzido. Daí a importância do uso desta ferramenta de análise para os projetistas de motores elétricos.

Com o motor já construído se pode trabalhar a excentricidade estática, girando a tampa em 180 graus mecânicos ou corrigir a excentricidade dinâmica com o uso de um martelo ou reusinando o diâmetro externo do rotor.

Pode-se entender o processo de montagem do eixo no pacote do rotor que pode estar produzindo uma excentricidade dinâmica maior do que a esperada.

Ou pode-se entender o projeto da tampa versus a operação de usinagem da mesma, pois a usinagem é perfeitamente cilíndrica, mas a fixação da tampa no dispositivo de usinagem pode agregar deformações que aparecem após a usinagem, pois o cilindro perfeito é deformado pelo alívio das deformações das castanhas de fixação.

8.2 Sobre o resultado da presente dissertação

Nesta dissertação foram reunidas as principais equações para o cálculo prévio do ruído magnético em motores de indução monofásicos.

Foi acrescentado o cálculo das componentes do campo reverso que no motor PSC se mostraram insignificantes no ruído global do motor. Mas nos motores Split Phase, onde o enrolamento auxiliar está desligado no funcionamento em vazio, estas componentes participam mais intensamente nos resultados finais do cálculo. Estes motores são calculados, tomando-se como dado de entrada uma capacitância de $0,001 \mu\text{F}$, isto remete a uma corrente no enrolamento auxiliar nula, mas com uma corrente no campo reverso no rotor muito próxima da corrente de magnetização do campo direto, que é condição real do motor assíncrono monofásico trabalhando somente com uma fase indutiva.

A quantidade de equações e os diversos cálculos iterativos que sempre acabam por se dirigir internamente a uma sub-rotina, exigem um programa computacional, com a finalidade de reduzir o tempo de cálculo. O programa é constituído de duas partes.

O primeiro programa GERVFELD calcula o circuito magnético e todas as correntes pela teoria dos campos girantes através de um circuito equivalente em “T”, todas as componentes dos harmônicos presentes no entreferro do motor, tendo como saída um relatório de cálculo que permite visualizar os parâmetros do motor e mais dois arquivos que serão lidos como entrada de dados do segundo programa.

O primeiro arquivo FSPEK1 contém os componentes harmônicos presentes no estator e o segundo arquivo FSPEK2 contém os componentes harmônicos presentes no rotor. Adicionalmente temos um arquivo EINAAVGR que transfere alguns valores dimensionais do primeiro programa ao segundo.

O resultado da dissertação é este novo programa GERVFELD que permite a entrada de dois tipos de aços magnéticos, além de permitir a utilização de fios de alumínio em um ou ambos os enrolamentos com todas as informações escritas na língua portuguesa.

Para a excentricidade estática e dinâmica foi implementada uma entrada de dados na forma de se entrar com um erro mecânico absoluto igual à metade do batimento que representa a excentricidade física e deixar o programa calcular o erro relativo. Porque para motores monofásicos que utilizam entreferro muito baixo o valor relativo normalmente excede aos 10% que é o valor usual na análise de motores maiores com carcaças de ferro.

O programa GERVFELD considera o efeito pelicular em todas as ondas de indução seja na frequência da rede, ou seja, para os campos de indução de harmônicos de frequências superiores do campo direto e do campo reverso.

As perdas no ferro agora são calculadas tomando por base a perda específica na indução de 1,0 Tesla na frequência de 60 Hz corrigida por um expoente que depende linearmente do próprio valor da indução magnética. As perdas no dente e na coroa são corrigidas para considerar os efeitos do encruamento e de pulsação pelas aberturas de ranhura com base na referência [2].

O segundo programa AAVGR faz o cálculo do tensor de Maxwell, combinando todos os harmônicos do estator entre si e combinando cada harmônico do rotor com cada harmônico do estator de acordo com [1], para determinar os modos de vibração, frequência e nível de potência sonora de cada combinação. Isto é feito separadamente para excitação direta e para excitação por efeito “Weh”, conforme referência [7]. Também faz a atenuação pela escala “A” de percepção do ouvido humano de acordo com a referência [9].

O programa AAVGR calcula os modos de vibração com as suas respectivas frequências, a pressão sonora na superfície externa do motor com carcaça e tampas para depois calcular a pressão sonora no paralelepípedo a 1 metro de distância da carcaça.

Todos os arquivos de entrada e saída dos dois programas são com texto na língua portuguesa, assim como a listagem do programa tem simultaneamente os comentários na língua de origem do programa com um segundo texto traduzido na língua portuguesa.

Isto também vale para as novas rotinas onde foi escrito primeiro um comentário na língua germânica para em seguida escrever o mesmo texto do comentário na língua portuguesa para possibilitar uma troca de informações da WEG com a Universidade de Hannover.

O método seguido esclarece o efeito conjunto das ondas girantes de indução e sua influência no nível de ruído total.

Desta forma tornam-se visíveis para um projetista, quais os efeitos que resultam da modificação de parâmetros isoladamente, e quais as medidas que devem ser tomadas para uma melhora efetiva dos resultados, tendo em vista as exigências impostas.

Este trabalho representa uma primeira fase que deverá evoluir em aprimoramento nos futuros trabalhos para uma melhor performance desta ferramenta de cálculo aqui apresentada como GERVFELD e AAVG.

8.3 Sugestões para futuros trabalhos

Vários temas não puderam ser abordados nesta dissertação, mas merecem ser mais bem estudados, de modo a poder-se aumentar a qualidade dos resultados e tornar a metodologia de cálculo mais genérica.

Dentre os mais relevantes, relacionamos os que merecem destaque:

- Determinar a influência do processo de fabricação no ruído magnético, especialmente a ovalização do diâmetro interno do estator e a sobreposição dos efeitos da excentricidade estática sobre a excentricidade dinâmica, assim como a sobreposição da ovalização sobre cada uma das excentricidades. Por fim considerar a sobreposição simultânea dos três efeitos;
- Agregar os harmônicos de saturação da indução nos dentes para ordens superiores à 3^a harmônica;
- Desenvolver um procedimento de cálculo que considere a geometria do elevado corte econômico sobre a frequência de ressonância na determinação do amortecimento de flexão e de torção;
- Avaliar a influência da inclinação das ranhuras do rotor sobre a atenuação dos harmônicos;
- Acrescentar a metodologia já desenvolvida para o cálculo das forças e da deformação do estator, considerando o efeito da carcaça de ferro.
- Considerar no cálculo do ruído magnético, o efeito de agregar massa à coroa do estator pelo tipo de impregnação dado ao conjunto enrolamento mais dentes do estator.
- Para os motores monofásicos construídos com carcaças de ferro fundido ou em carcaça de alumínio deve-se no futuro agregar o trabalho desenvolvido na referência [6] no programa de cálculo.
- Incluir o efeito da ovalização do diâmetro interno do estator que se acentua na estampagem de lâminas com elevado recorte econômico associado ao efeito da anisotropia mecânica do aço magnético que tem origem no processo de laminação da usina de aço;
- Permitir o cálculo de um enrolamento auxiliar defasado de um ângulo maior ou menor do que os 90° elétricos em relação ao enrolamento principal.

9 REFERÊNCIAS BIBLIOGRAFICAS

[1] – STÖLTING, Hans Dieter. – *Geräuschberechnung bei Zweisträngigen Wechselstrom Asynchronmotoren* – WAMGER. Universität Hannover, Institut für Elektrische Maschinen und Antriebe, Hannover, Deutschland, 1993.

[2] – NÜRNBERG, Werner. – *Die Asynchronmaschine*: Zweite Auflage. Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York, 1976.

[3] – NAU, Sebastião Lauro – TT95.010 *Cálculo e análise do ruído magnético em motores de indução trifásicos*. WEG Motores Ltda, Jaraguá do Sul – SC, 1995.

[4] – NAU, Sebastião Lauro – TT88.011 *Determinação do ruído magnético em motores elétricos de indução*. WEG Motores Ltda, Jaraguá do Sul – SC, 1988.

[5] – NAU, Sebastião Lauro – *Desenvolvimento de um método de cálculo para determinação do ruído acústico de origem magnética gerado por motores de indução trifásicos*. Florianópolis, Outubro 2000, Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina.

[6] – NAU, Sebastião Lauro – *Análise da influência da excentricidade do rotor sobre o ruído acústico de origem magnética gerado por motores de indução trifásicos*. Florianópolis, Junho 2007, Tese de doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina.

[7] – WEH, Herbert – *Zur elektromagnetischen Schwingungsanregung bei Asynchronmaschinen* – Revista ETZ, Heft 7, Abril 1964, pag. 193-197.

[8] – WACHTA, Bernhard – *Einfluß der Ständernutzung auf die Erzeugung vom Geräuschanregenden Magnetischen Radialkraftwellen* – Siemens Forschung und Entwicklung, Vol. 10 Nr.5, Springer Verlag, 1981, pag. 289-298.

[9] – GERGES, Samir N. Y. – *Ruído: Fundamentos e Controle*. Primeira Edição. Florianópolis: Editora da UFSC, 1992.